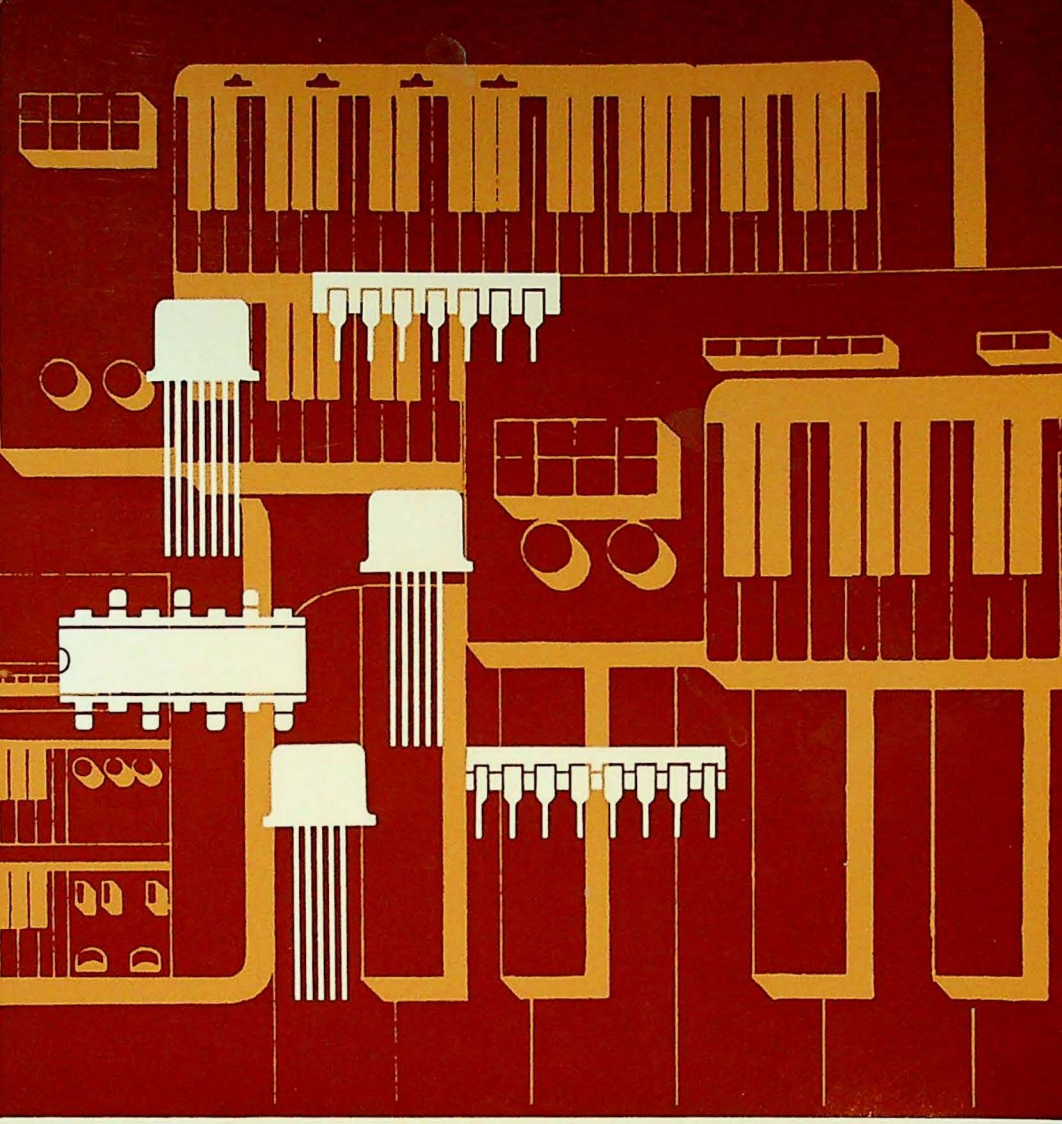


grierte Schaltungen
elektronische
usikinstrumente

ERMETALL
bleiterwerk der Deutsche ITT Industries GmbH

ITT

ITT

INTERMETALL

Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH
D-78 Freiburg
Hans-Bunte-Straße 19 Postfach 840
Telefon (0761) *51 71 Telex 07-72716

Integrierte Schaltungen für elektronische Musikinstrumente

nach Veröffentlichungen
der INTERMETALL-Mitarbeiter
Dipl.-Ing. Wilfried Gehrig
Dipl.-Ing. Joachim Hollmann
Dipl.-Ing. Marian Lorkovic
Ing. (grad.) Horst Mielke
Ing. Günter Peltz
Dipl.-Ing. K.-E. Reinarz
Dipl.-Ing. W. Stern
bearbeitet von
Dipl.-Ing. J. Hollmann

INVENTAR-NR. 16676

Ausgabe 1973

© 1972 International Telephone
and Telegraph Corporation

Zuschriften über technische Unterlagen richten Sie bitte an
INTERMETALL GMBH D-78 Freiburg Postfach 840

Nachdruck mit Quellenangabe wird im allgemeinen gestattet. In jedem Falle ist jedoch unsere Genehmigung erforderlich.
Die Veröffentlichung erfolgt ohne Berücksichtigung der Patentsituation und möglicher Schutzrechte Dritter.
Die Informationen und Vorschläge werden unverbindlich gegeben und können keine Haftung begründen; sie geben keine Auskunft über die Liefermöglichkeiten der angeführten Bauelemente.

Printed In W.-Germany · Imprimé dans la République Fédérale d'Allemagne
Druckhaus Rombach D-78 Freiburg Lörracher Straße 3
Ausgabe 1973/4 · Bestell-Nr. 6251-52-2 D

Vorwort

Die in diesem Buch zusammengestellten Aufsätze sollen Anregungen für die Verwendung von integrierten Schaltungen und diskreten Halbleiterbauelementen beim Entwurf fortschrittlicher Konzepte für elektronische Musikinstrumente, insbesondere Orgeln, geben. Aus der Vielzahl der auf diesem relativ jungen Elektroniksektor rasch fortschreitenden Entwicklungen werden hier einige besonders interessante Themen herausgegriffen und integrierte Schaltungen der Firma INTERMETALL beschrieben.

Diese Schrift ist keine bis in alle Einzelheiten gehende Bauanleitung für eine elektronische Orgel, sondern sie will lediglich Anregungen zur Einführung moderner Techniken geben. In diesem Sinne sind auch die im Abschnitt 10. abgebildeten Printplatten und Detailfotos vom Aufbau eines Labormodells nur als Ausführungsbeispiele zu verstehen. Die Printplatten für derartige Schaltungen sind nicht lieferbar.

INTERMETALL-Halbleiterbauelemente können ab Lager direkt bei den INTERMETALL-Distributoren in elf deutschen Städten bezogen werden, die am Schluß dieses Buches aufgeführt sind.

Die Firma ITT Lehr-und Hobby-Kits, 753 Pforzheim, Postfach 1750, plant, innerhalb ihres umfangreichen Bausatzprogramms auch einen Bausatz für eine elektronische Orgel anzubieten. Dieser Orgelbausatz wird etwa ab Herbst 1973 lieferbar sein.

Inhalt

		Seite
1.	**Einleitung**	8
2.	**Oszillatoren**	12
2. 1.	Überblick	12
2. 2.	Frequenzstabiler Mutteroszillator	12
2. 3.	RC-Oszillator für einfache elektronische Musikinstrumente	15
2. 4.	Der integrierte Vierfach-Orgeloszillator TCA 430-N	16
2. 4. 1.	Daten des TCA 430-N	22
2. 4. 2.	Spielzeugorgel mit TCA 430-N	24
2. 5.	SAH 190 – ein neues Verfahren zur Tonerzeugung	27
2. 5. 1.	Die integrierte Schaltung SAH 190	27
2. 5. 2.	Daten des SAH 190	36
2. 5. 3.	Der Taktgenerator für den SAH 190	38
2. 6.	RC-Oszillator für die Vibrato-Steuerspannung	41
3.	**Der integrierte Frequenzteiler SAJ 110**	42
3. 1.	Daten des SAJ 110	44
4.	**Verharfung mit dem integrierten Orgelgatter TBA 470**	48
4. 1.	Grundlegendes	48
4. 2.	Das integrierte Orgelgatter TBA 470	50
4. 3.	Störspannungsunterdrückung	55
4. 4.	Schaltknackbeseitigung	56
4. 5.	Daten des TBA 470	62
5.	**Hüllkurvenschaltungen**	64
5. 1.	Grundlegendes	64
5. 2.	Einfache Sustainschaltung	64
5. 3.	Schaltung für Sustain und Perkussion	65
5. 4.	Vielseitige Piano-Forte-Schaltung	67
5. 4. 1.	Piano-Forte-Effekt	67
5. 4. 2.	Die Schaltung und ihre Arbeitsweise	68
5. 4. 3.	Aufbau und Dimensionierung der Hüllkurvenschaltung	73
5. 4. 4.	Der Steuergenerator	73
5. 5.	Chorisches Spiel	78
6.	**Die Erzeugung vollständiger Spektren**	80
6. 1.	Grundlegendes	80
6. 2.	Treppenbildung an den Gatter-Ausgängen	80
6. 3.	Sägezahnbildung an den Frequenzteiler-Ausgängen	81
7.	**Sinusbildung durch aktive Tiefpässe**	88
7. 1.	Grundlegendes	88
7. 2.	Rauch-Filter zweiter Ordnung mit TCA 250	89
7. 3.	Rauch-Filter vierter Ordnung mit TCA 250	93
7. 4.	Betrachtungen zum Klirrfaktor	96
7. 5.	Daten des TCA 250	100

		Seite
8.	**Verstärker**	102
8. 1.	Elektronischer Verstärkungssteller	102
8. 2.	Verstärker mit kleinem Eingangswiderstand	104
8. 3.	60-W-Verstärker mit umschaltbarer Ausgangsleistung	105
9.	**Stromversorgung**	110
10.	**Beispiel einer elektronischen Orgel mit integrierten Schaltungen von INTERMETALL**	112
10. 1.	Verharfung mit dem integrierten Orgelgatter TBA 470	116
10. 2.	Die Hüllkurvenschaltungen	120
10. 3.	Steuerschaltung für die Hüllkurven	122
10. 4.	Elektronische Bounce-Unterdrückung	124
10. 5.	Klangformung durch Summierung	124
10. 6.	Klangformung mit aktiven Filtern	124
10. 7.	Stromversorgung	124
11.	**Schrifttum**	126

1. Einleitung

Schon früh, nachdem die elektronische Nachrichten- und Verstärkertechnik einen gewissen Stand erreicht hatte, versuchte man, deren Möglichkeiten auch zur elektronischen Tonerzeugung und zum Bau elektronischer Musikinstrumente auszunutzen. Von der Art leicht zu gewinnender Tonsignale her lag es nahe, zunächst Instrumente von orgelähnlichem Klangcharakter zu bauen.

Im Laufe der Entwicklung gelang es, nahezu jeden gewünschten Ton- und Klangcharakter nachzubilden und in elektronischen Musikinstrumenten einzusetzen. Trotzdem hat sich aus der ersten Zeit der Name Elektronische Orgel als Oberbegriff für elektronische Musikinstrumente allgemein durchgesetzt. Wir wollen ihn deshalb auch hier im allgemeinen verwenden.

Die Entwicklung der Schaltungstechnik elektronischer Orgeln hat inzwischen einen gewissen Abschluß erreicht. Die damit verbundene Standardisierung erlaubt es heute, einen Großteil der Schaltungen dieser Orgeln in integrierter Technik auszuführen und damit weiter zu vereinfachen. Hierzu hat insbesondere INTERMETALL einen entscheidenden Beitrag geleistet durch die Entwicklung einiger integrierter Schaltungen, die in diesem Buch näher beschrieben werden.

Nach dem heutigen Stand kann man die elektronischen Orgeln in folgende Haupt-Baugruppen unterteilen:
Mutteroszillatoren
Frequenzteiler
Tastenkontakte
Klangformung
Verstärker und Lautsprecher

Die mit diesen Baugruppen bereits voll funktionsfähige Orgel wird meist noch erweitert mit den Zusatzeffekten
Vibrato
Nachhall
Sustain
Perkussion

Weitere Effekte wie Kontrakussion, Mandolineneffekt, Piano-Forte und andere können hinzukommen. Daraus ergibt sich das in Bild 1 wiedergegebene Blockschaltbild. Die Funktionen der einzelnen Baugruppen gehen aus dem folgenden hervor.

Die Tonerzeugung in einer elektronischen Orgel beginnt mit der Erzeugung der Tonfrequenzen der höchsten Oktave. Dazu enthält die herkömmlich konzipierte Orgel zwölf Mutteroszillatoren [1]. In integrierter Technik lassen sich die zwölf Mutteroszillatoren durch drei Vierfach-Orgeloszillatoren **TCA 430-N** [2] realisieren. Noch eleganter ist die Lösung, alle zwölf Töne der höchsten Oktave von einem auf einer Frequenz im Megahertz-Bereich schwingenden Taktgenerator [3] digital mittels dreier integrierter MOS-Schaltungen **SAH 190** [4] abzuleiten. Zur Erzielung eines

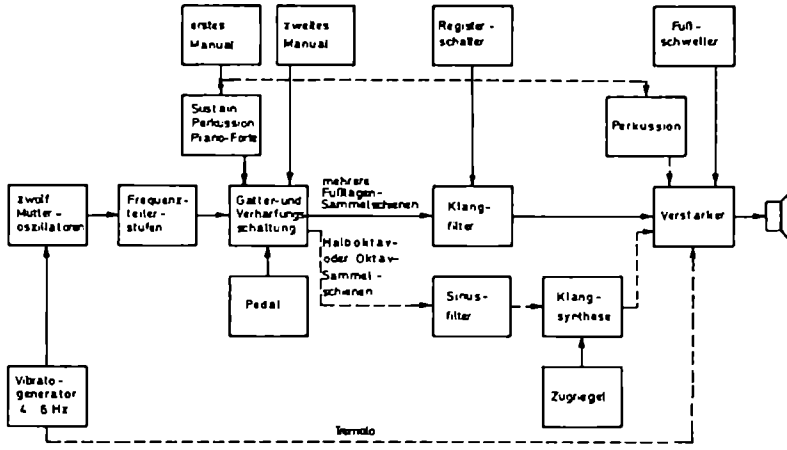


Bild 1: Blockschaltbild einer elektronischen Orgel

Vibrato-Effekts können die Mutteroszillatoren, ob diskret oder integriert aufgebaut, mit einer niederfrequenten Steuerspannung frequenzmoduliert werden.

Alle übrigen in der Orgel benötigten Töne lassen sich mittels fortgesetzter Frequenzteilung durch den Divisor zwei aus der höchsten Oktave herleiten. Vorteilhaft setzt. man dafür den integrierten Frequenzteiler **SAJ 110** [5] ein.

Üblicherweise sind alle Tonfrequenzen über je eine Leitung ständig in der Orgel präsent und können über Tastenkontakte oder über integrierte Orgelgatter **TBA 470** [6] sowie über die Registerschalter an die verschiedenen Klangfilter und den nachfolgenden Verstärker durchgeschaltet werden. In einer speziell für einfache Spielzeuginstrumente interessanten Schaltung werden dagegen die Tonfrequenzen erst dann erzeugt, wenn sich entsprechende Tastenkontakte schließen. Durch Mehrfachausnützung der integrierten Oszillatoren TCA 430 kann in diesem Fall auf Frequenzteiler verzichtet werden.

Das Durchschalten der Frequenzteilerausgangssignale an die Klangfilter erfolgte früher ausschließlich durch eine Vielzahl von Tastenkontakten. In neuerer Zeit werden die mechanischen Kontakte weitgehend durch integrierte Gatterschaltungen, zum Beispiel TBA 470, verdrängt.

Die Klangformung kann prinzipiell auf zwei verschiedene Arten vorgenommen werden: Die Verwendung fest abgestimmter Filter wie Tief-, Band- oder Hochpässe führt zu festen Formanten. Man versteht darunter die Anhebung bestimmter Spektralbereiche derart, daß die absolute Frequenzlage dieser Bereiche invariant ist. Das zweite Verfahren, die Klangsynthese, erzeugt mitlaufende Formanten durch geeignete Mischung von Grundwelle und bestimmten, nach Amplitude und Frequenz wähl-

baren Oberwellen. Hierbei erzielt man Anhebungen in Spektralbereichen, deren relative Frequenzlage zum Grundton invariant ist. Der Aufwand für die Klangformung durch Synthese ist jedoch groß – nicht zuletzt wegen der unentbehrlichen Sinusfilter, die aus den meist rechteckförmigen Frequenzteilerausgangsspannungen die Grundwelle aussieben. Durch den integrierten Zweifach-Filterverstärker **TCA 250** [7] wurde es möglich, den Aufwand für die Sinusfilter zu senken.

Erläuterungen zu den Effekten Sustain, Perkussion, Kontrakussion und Piano-Forte werden im Abschnitt „Hüllkurvenschaltungen" gegeben.

Alle in diesem Buch beschriebenen Baugruppen für elektronische Orgeln bilden die Elemente eines Baukastensystems, so daß sie sowohl seitens der Signalamplituden als auch seitens der Versorgungsspannungen ohne weiteres aneinandergefügt werden können. Ausnahmen bilden lediglich der spannungsgesteuerte Verstärkungssteller und der 60-W-Verstärker.

2. Oszillatoren

2. 1. Überblick

Das Herz der elektronischen Orgel bilden die Mutter- oder Hauptoszillatoren. Aus ihnen werden alle Töne des Instruments abgeleitet. An die Frequenzkonstanz der Mutteroszillatoren müssen aus mehreren Gründen besonders hohe Ansprüche gestellt werden. Das menschliche Ohr ist gegen Tonhöhenunregelmäßigkeiten sehr empfindlich. Ein Abgleich der Oszillatoren ist teuer und sollte daher während der Lebensdauer einer Orgel nur einmal erforderlich sein. Auch sollte die Orgel mit anderen Musikinstrumenten zusammen konzertieren können. Zur Anpassung der Stimmung an andere Instrumente ist daher eine Einstellmöglichkeit erforderlich, die es erlaubt, alle Oszillatoren gleichsinnig um gleiche Relativwerte der Frequenz zu verstellen.

Schwankungen von Versorgungsspannung und Umgebungstemperatur, Alterung der Bauelemente und mechanische Stöße können die Oszillatorfrequenz verändern. Der Schaltung und dem Aufbau der Oszillatoren muß daher besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden. Außer einer u. U. gewünschten Frequenzmodulation, im folgenden Vibrato genannt, darf kein hörbarer Phasenjitter auftreten. (Jitter siehe Abschnitt 2. 5. 1.)

Obwohl mit *LC*-Oszillatoren die gestellten Anforderungen fast immer erfüllbar sind, werden wegen des hohen Kostenaufwands bei der Massenfertigung dieser Generatoren immer wieder andere Schaltungsprinzipien gesucht, die geringe Herstellkosten mit guten elektrischen Eigenschaften vereinen.

Bei *RC*-Generatoren ist ein kleiner Temperaturkoeffizient der Frequenz nur durch Einsatz teurer Metallschichtwiderstände erzielbar. Allerdings kann man mit dem integrierten Vierfach-Orgeloszillator TCA 430-N, der die aktiven und die nicht frequenzbestimmenden passiven Bauelemente für vier *RC*-Kippschaltungen in einem Gehäuse vereint, Bestückungskosten und Abmessungen der Oszillator-Printplatte weitgehend reduzieren.

Digitaltechnik und MOS-Technologie eröffnen eine weitere interessante Lösung, bei der die Zahl der für eine Orgel erforderlichen Oszillatoren von zwölf auf eins reduziert wird. Drei integrierte MOS-Schaltungen SAH 190 erzeugen auf digitalem Wege aus der Frequenz eines Taktgenerators alle zwölf Halbtöne einer Oktave mit praktisch exakt gleichtemperierter Stimmung der Töne untereinander. Durch Ändern der Frequenz des Taktgenerators läßt sich eine mit dem SAH 190 aufgebaute Orgel leicht nachstimmen oder auf die Tonhöhe anderer Instrumente bringen.

2. 2. Frequenzstabiler Mutteroszillator

Die Mehrzahl elektronischer Orgeln wird heute noch mit modifizierten Hartley-Oszillatoren ähnlich Bild 2 ausgerüstet. Der Schwingkreis *C1, L* ist zwar unterschiedlich angekoppelt, jedoch ist allen Schaltungen der zusätzliche Kollektorwiderstand *R1* gemeinsam, der eine fast rechteck-

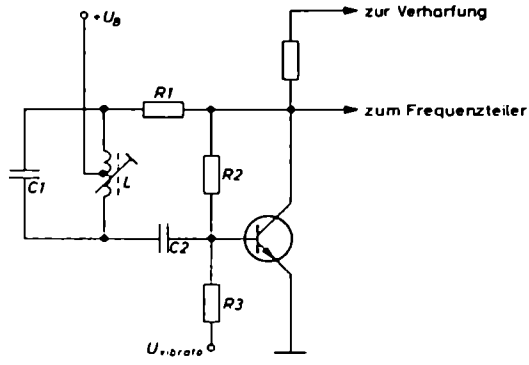


Bild 2: Modifizierter Hartley-Oszillator

förmige Ausgangsspannung (Bild 3) bewirkt; ebenso enthalten sie den Widerstand *R3* zum Einkoppeln der Vibratospannung. Mit der praktisch rechteckförmigen Ausgangsspannung können integrierte Frequenzteiler SAJ 110 direkt angesteuert werden.

Da die Frequenzmodulation für den Vibrato-Effekt über den Basisstrom des Oszillatortransistors erfolgt, ist es erforderlich, diesen bis in die Sättigung durchzusteuern. Dann erniedrigt sich die Oszillatorfrequenz aufgrund des Speicherverhaltens des Transistors mit steigendem Basisstrom. Dies hat jedoch zur Folge, daß die Oszillatorfrequenz auch von

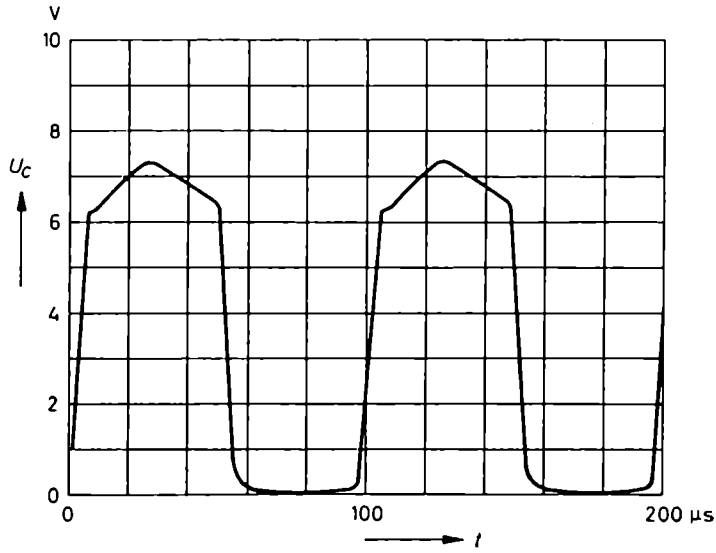


Bild 3: Ausgangsspannung eines Mutteroszillators nach den Bildern 2 und 5 bei einer Versorgungsspannung von 9 V, Frequenz 10 kHz

Schwankungen der Versorgungsspannung und der Umgebungstemperatur beeinflußt wird. Die Oszillatorfrequenz eines Oszillators nach Bild 2 hat bei Verwendung von MKT-Kondensatoren mit einem Temperaturkoeffizienten der Kapazität von etwa 0,15 ‰/K einen Temperaturkoeffizienten von etwa – 0,5 ‰/K. Das führt zu einer Frequenzabweichung von ± 1 % im Bereich von 0 . . . 40 °C, bezogen auf 20 °C. Nach [8] kann das nicht mehr toleriert werden.

Der Einfluß von Temperaturschwankungen auf die Parameter der Oszillatortransistoren kann durch eine für alle zwölf Mutteroszillatoren gemeinsame Kompensationsschaltung eliminiert werden, die Bild 4 zeigt. Die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T3 ändert sich mit der Temperatur um etwa – 2 mV/K. Diese Spannungsänderung wird verstärkt und verändert den Basisstrom des Oszillatortransistors T1 derart, daß die sonst auftretende Frequenzänderung unterbleibt.

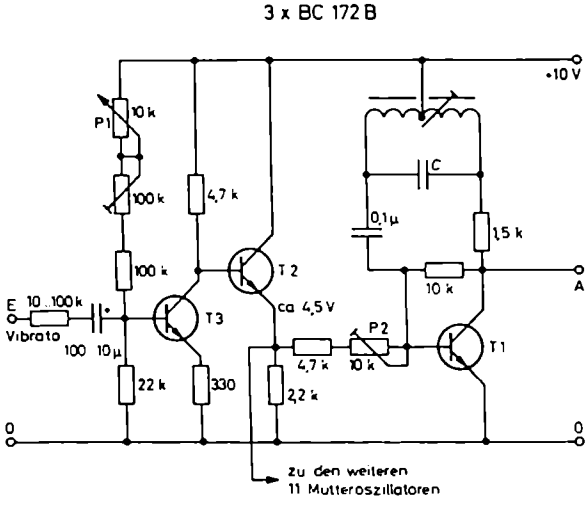


Bild 4: Temperaturkompensierter LC-Oszillator

Die Kompensationsschaltung verstärkt gleichzeitig die Vibrato-Wechselspannung, die der Basis des Transistors T3 über Koppelkondensator und Vorwiderstand zugeführt wird. Mit dem 100-kΩ-Trimmpotentiometer wird der Arbeitspunkt bei Mittelstellung des in Reihe geschalteten 10-kΩ-Potentiometers P1 so eingestellt, daß die Spannung am Emitter des Transistors T2 etwa 4,5 V gegen Null beträgt. Dann können mit dem 10-kΩ-Potentiometer P1 die Frequenzen aller zwölf Mutteroszillatoren zur Anpassung der Orgel an andere Instrumente geringfügig gleichsinnig geändert werden.

Mit den 10-kΩ-Trimmpotentiometern P2 an den Basen der zwölf Transistoren T1 werden alle zwölf Oszillatoren auf gleichen Frequenzhub bei

gleicher Amplitude der Vibrato-Wechselspannung eingestellt. Eine Vibrato-Wechselspannung von 1 V effektiv an der Basis des Transistors T3 erzeugt einen Frequenzhub von ± einem Halbton (± 6 %) entsprechend

$$\Delta f = \pm f_0 \cdot (\sqrt[12]{2} - 1)$$

Die Werte von Vorwiderstand und Koppelkondensator am Vibrato-Eingang richten sich nach der Höhe der zur Verfügung stehenden Vibrato-Wechselspannung. Tabelle 1 gibt die Bemessung der Schwingkreise für zwei verschiedene Mutteroktaven an. Die Wickeldaten gelten für den Vogt-Spulenbausatz 2349. 1.

Tabelle 1: Schwingkreisdaten

für 6-gestrichene Oktave, ca. 8 . . . 16 kHz W = 1500 Wdg. 0,1 mm ⌀ CuL mit Mittelanzapf		für 5-gestrichene Oktave, ca. 4 . . . 8 kHz W = 2000 Wdg. 0,1 mm ⌀ CuL mit Mittelanzapf	
Ton	Kondensator *C* (MKT)	Ton	Kondensator *C* (MKT)
c^4 . . . dis^4	18 nF	c^5 . . dis^5	33 nF
e^4 . . . g^4	10 nF	e^5 . . . g^5	18 nF
gis^4 . . . h^4	4,7 nF	gis^5 . . . h^5	10 nF
oder		oder	
c^4 . . . f^4	15 nF	c^5 . . . f^5	22 nF
fis^4 . . . h^4	6,8 nF	fis^5 . . . h^5	12 nF

Wenn beim Aufbau der Schaltung auf gleiche Umgebungstemperatur für Kompensations- und Oszillatortransistoren geachtet wird, erzielt man einen Temperaturkoeffizienten der Frequenz von etwa 15 · 10^{-6}/K, das heißt, im Temperaturbereich 0 . . . 60 °C beträgt die Frequenzabweichung weniger als − 0,3 ‰ bis + 0,6 ‰, bezogen auf 20 °C. Dabei wird eine stabilisierte Versorgungsspannung vorausgesetzt.

Die Mutteroszillatoren der Schaltung Bild 4 liefern Ausgangsspannungen wie in Bild 3 gezeigt. Integrierte Frequenzteiler können galvanisch angekoppelt werden.

2. 3. *RC*-Oszillator für einfache elektronische Musikinstrumente

Zur Tonerzeugung in einfachen elektronischen Musikinstrumenten können auch Schaltungen verwendet werden, die ohne *LC*-Schwingkreise nach dem Prinzip des astabilen Multivibrators arbeiten. Die Schwingfrequenz ist zwar nicht so hochkonstant und temperaturunabhängig wie bei einem

LC-Oszillator; bei geeigneter Wahl der frequenzbestimmenden *RC*-Glieder ist aber eine durchaus brauchbare Stabilität erreichbar.

Die Schaltung Bild 5 arbeitet als astabiler Multivibrator mit den beiden frequenzbestimmenden *RC*-Gliedern *R*, *C*. Das 5-kΩ-Potentiometer dient zum Frequenzabgleich. Mit drei Wertepaaren für die Widerstände *R* und einem Festwert für die Kondensatoren *C* kann der Frequenzbereich einer Oktave überdeckt werden. Am Ausgang steht die erzeugte Tonfrequenz als Rechteckspannung mit einer Amplitude von ca. 7 V zur Verfügung. Die Diode hat die Aufgabe, den Ausgang vom Kollektor des Transistors zu entkoppeln. Der zur Erzeugung der Töne der tieferen Oktaven erforderliche Frequenzteiler SAJ 110 wird direkt vom Kollektor des Transistors angesteuert.

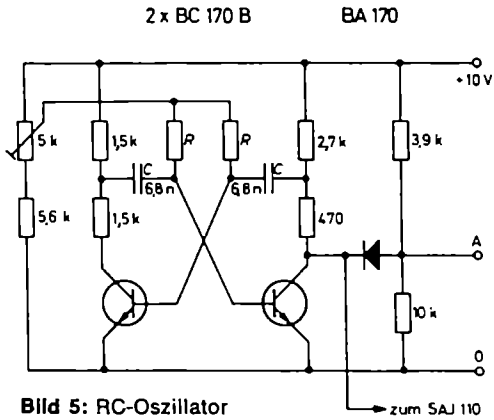


Bild 5: RC-Oszillator

In einer Versuchsschaltung mit MKC-Kondensatoren (metallisierte Polycarbonat-Folie) und Metallschichtwiderständen mit einem Temperaturkoeffizienten von ± 50 · 10^{-6}/K für das frequenzbestimmende *RC*-Glied wurde eine Frequenzabweichung von < 0,5 % im Temperaturbereich von 10 . . . 40 °C festgestellt. Die Stromaufnahme eines Oszillators liegt bei 6 mA. Die Versorgungsspannung sollte stabilisiert sein.

Für die zwölf Oszillatoren einer Oktave sind folgende Werte der frequenzbestimmenden Widerstände *R* ermittelt worden:

cis (554 Hz) . . . e (659 Hz)	240 kΩ ± 5 %
f (698 Hz) . . . gis (831 Hz)	180 kΩ ± 5 %
a (880 Hz) . . . c (1047 Hz)	150 kΩ ± 5 %

2. 4. Der integrierte Vierfach-Orgeloszillator TCA 430-N

Der Vierfach-Orgeloszillator TCA 430-N ist eine monolithisch integrierte Schaltung in Bipolartechnik und enthält vier Oszillatoren, die vorzugs-

weise als Muttergeneratoren für elektronische Orgeln geeignet sind. Mit drei integrierten Schaltungen TCA 430-N werden die zwölf Töne der höchsten Oktave erzeugt. Die rechteckförmigen Ausgangsspannungen eignen sich zur direkten Ansteuerung des integrierten Frequenzteilers SAJ 110.

Die einzelnen Oszillatoren des TCA 430-N sind im Prinzip *RC*-Kippschaltungen. Sie haben jedoch sowohl gegenüber diskret aufgebauten *RC*-Kippschaltungen als auch gegenüber *LC*-Oszillatoren einige Vorteile: Geringe Montagekosten, da die Zahl der Bauelemente klein ist; Fortfall der teuren Oszillatorspulen; raumsparender Aufbau; interne Stabilisierung der Frequenz gegen Schwankungen der Versorgungsspannung; kleiner Temperaturkoeffizient der Oszillatorfrequenz und hohe Zuverlässigkeit.

Bild 6 zeigt das Blockschaltbild des TCA 430-N. Die integrierte Spannungsstabilisierungsschaltung gewährleistet eine geringe Spannungsabhängigkeit der Oszillatorfrequenz im gesamten Versorgungsspannungsbereich von 9 . . . 15 V. Über die Vibrato-Steuerschaltung können zur Erzeugung des Vibrato-Effekts die vier Oszillatoren durch eine von außen angelegte, kapazitiv angekoppelte Wechselspannung gleichzeitig und mit gleichem relativem Frequenzhub frequenzmoduliert werden.

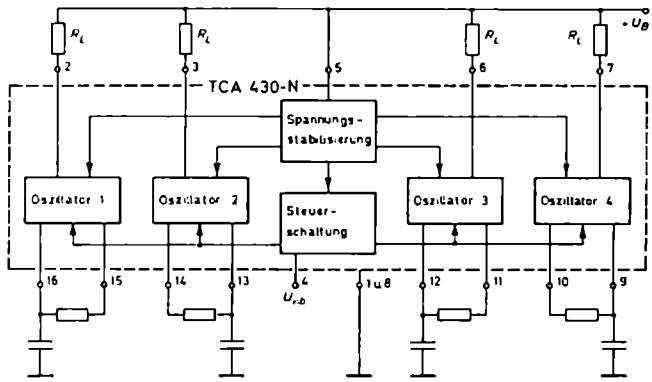


Bild 6: Blockschaltbild des TCA 430-N

An Hand der Bilder 7 und 8 sei die Arbeitsweise des TCA 430-N näher erläutert. Jeder Oszillator besteht aus einer Umschaltstufe mit den Transistoren T1 und T2 am Ausgang, die mit dem frequenzbestimmenden *RC*-Glied beschaltet werden muß, und aus der Endstufe mit dem Transistor T3, die am Lastwiderstand R_L das Ausgangssignal erzeugt.

Nach dem Einschalten der Versorgungsspannung ist zunächst der Transistor T1 der Umschaltstufe leitend. Über den externen Widerstand R_t wird der Kondensator C_t aufgeladen. Erreicht die Kondensatorspannung U_C die durch ein Widerstandsnetzwerk festgelegte Spannungsschwelle U_{S1},

so kippt die Umschaltstufe. Sie sperrt den Transistor T1 und schaltet den Transistor T2 ein. Damit wird ein internes Widerstandsnetzwerk umgeschaltet, so daß sich eine neue Spannungsschwelle U_{S2} ergibt, wobei gilt $U_{S2} < U_{S1}$. Der Kondensator C_t wird nun über den Widerstand R_t so lange entladen, bis die Kondensatorspannung den Wert U_{S2} erreicht hat. Die Umschaltstufe kippt erneut und leitet den nächsten Aufladevorgang ein.

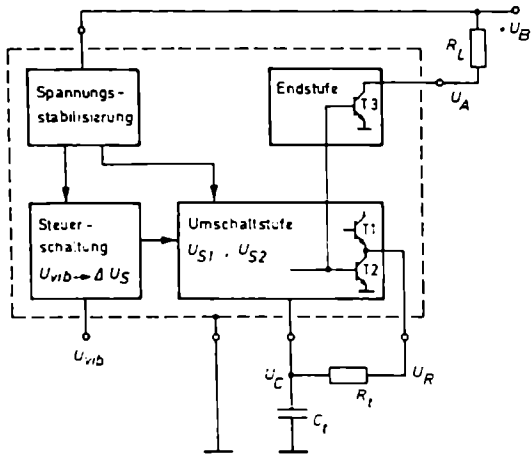


Bild 7: Blockschaltbild eines Oszillators, 1/4 TCA 430-N

Zugleich mit Transistor T2 wird auch die Endstufe angesteuert, so daß der Ausgangstransistor T3 während der Entladezeit des Kondensators leitend und während der Aufladezeit gesperrt ist. Die am Ausgang entstehende Rechteckspannung hat das Tastverhältnis 0,5 (Puls-Pause-Verhältnis 1 : 1). Die Versorgungsspannung ist der maximale und die Sättigungsspannung des Ausgangstransistors T3 der minimale Signalwert der Ausgangsspannung.

In Bild 9 ist schematisch das Arbeitsprinzip der Vibrato-Steuerschaltung dargestellt. Bei einer Änderung der Steuerspannung um $\pm \Delta U_{Vib}$ wird die untere Schwelle U_{S2} der Umschaltstufe um $\pm \Delta U_S$ verschoben. Daraus ergibt sich eine Frequenzmodulation um $\pm \Delta f$. Soll das Vibrato $\pm$ einen Halbton betragen, so ist dafür eine Wechselspannung von 1,2 V Spitze-Spitze erforderlich. Diese ist über einen Koppelkondensator an den Vibrato-Eingang zu legen und sollte eine Frequenz zwischen 4 und 6 Hz haben. Der für alle TCA 430-N gemeinsame Vibrato-Anschluß sollte durch einen gegen Masse geschalteten 0,1-µF-Kondensator vor Störeinstreuungen geschützt werden.

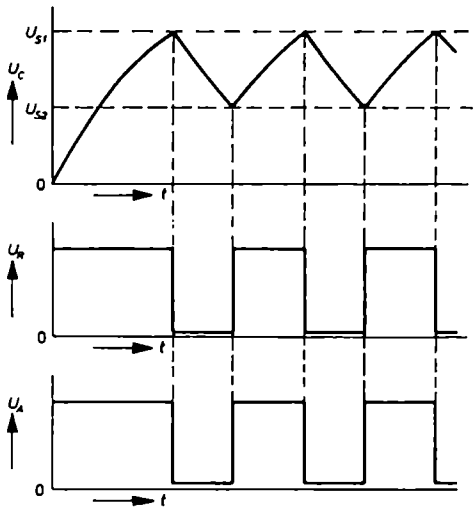


Bild 8: Spannungsdiagramme eines Oszillators nach Bild 7

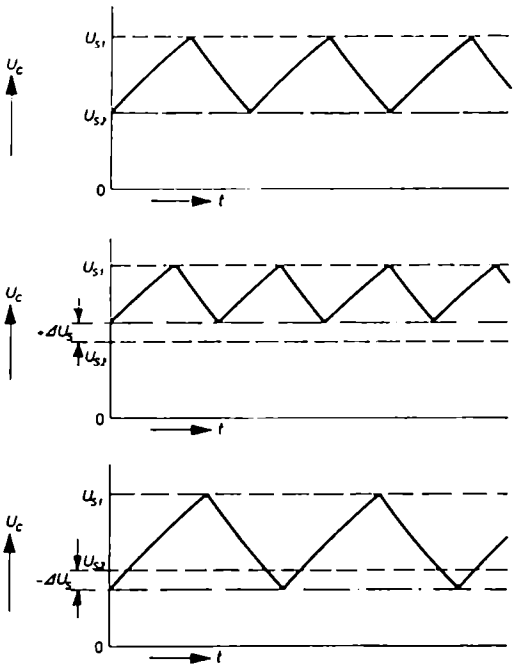


Bild 9: Funktionsprinzip der Vibrato-Steuerschaltung im TCA 430-N

Bild 10 zeigt die vollständige Betriebsschaltung des TCA 430-N. Da alle Eigenschaften des TCA 430-N weitgehend unabhängig von Versorgungsspannung und Umgebungstemperatur sind, hängt die Frequenzstabilität im wesentlichen vom Temperaturkoeffizienten der externen frequenzbestimmenden *RC*-Glieder ab. Wie in Bild 10 dargestellt ist, wird dem frequenzbestimmenden Festwiderstand jeweils ein Trimmpotentiometer zum Feinabgleich der Frequenz in Reihe geschaltet. Wegen ihres kleinen Temperaturkoeffizienten werden Metallschichtwiderstände mit einem TK von etwa 25 ... 100 · 10^{-6}/K und MKC-Kondensatoren (mit Polykarbonat als Dielektrikum) empfohlen. Zum Frequenzabgleich sind Trimmpotentiometer in Schutzgehäusen zweckmäßig, die unempfindlich sind gegen Erschütterung, Staub und Feuchtigkeit. Wegen ihres kleinen Temperaturkoeffizienten von etwa 10^{-4}/K sind Cermet-Potentiometer am besten geeignet. In jedem Fall sollte der Widerstand des Potentiometers etwa 10 ... 15 % des Gesamtwiderstandes nicht übersteigen.

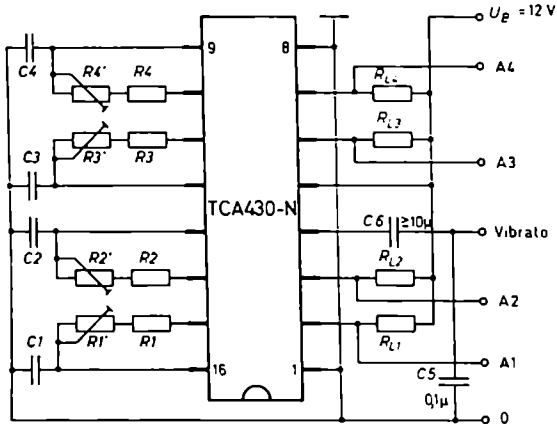


Bild 10: Betriebsschaltung des TCA 430-N

2. 4. 1. Daten des TCA 430-N (Daten für Entwicklungsmuster)

Die monolithisch integrierte Schaltung TCA 430-N enthält in einem Gehäuse vier *RC*-Oszillatoren und ist bestimmt zum Einsatz in elektronischen Orgeln. Drei integrierte Schaltungen TCA 430-N ergeben die zwölf Mutteroszillatoren der höchsten Oktave. Die symmetrischen Rechteck-Ausgangssignale der Oszillatoren sind geeignet zum Ansteuern der integrierten Frequenzteiler SAJ 110, durch die man die tieferen Oktaven gewinnt.

Der TCA 430-N ist thermisch neutral, d. h., der IC selbst verursacht keine Temperaturabhängigkeit der Oszillatorfrequenz, sondern die Frequenzkonstanz hängt nur vom Temperaturkoeffizienten der frequenzbestimmenden *RC*-Glieder ab. Über den Vibrato-Eingang Anschluß 4 läßt sich für alle Oszillatoren gemeinsam ein Vibrato-Effekt erzeugen.

Der TCA 430-N ist der Nachfolgetyp des TCA 430 und unterscheidet sich von diesem durch die geänderte Anschlußkonfiguration. Die Anschlüsse 5 und 8 sind vertauscht.

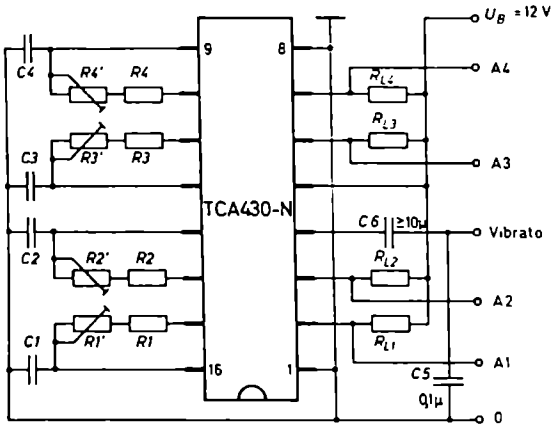
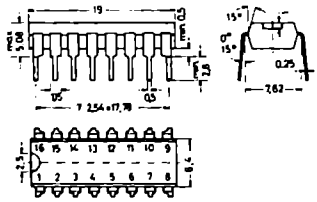


Bild 10: Betriebsschaltung des TCA 430-N

Bild 11:
TCA 430-N im Dual-in-Line-Kunststoffgehäuse SOT-38
20 A 16 nach DIN 41 866
Gewicht ca. 1,2 g Maße in mm



Alle Spannungsangaben sind bezogen auf Anschluß 1.

Grenzwerte

Versorgungsspannung	U_B	15	V
Ausgangsstrom	I_2, I_3, I_6, I_7	7,5	mA
Vibratospannung, Spitze-Spitze (Anschluß 4 muß über einen Kondensator angesteuert werden)	U_{4ss}	6	V
Umgebungstemperaturbereich	T_U	$-10 \ldots +60$	°C
Lagerungstemperaturbereich	T_S	$-30 \ldots +125$	°C

Empfohlene Betriebswerte

Versorgungsspannung	U_B	12 ($>$ 9)	V
Lastwiderstände	$R_{L1} \ldots R_{L4}$	3,3 ($>$ 2)	kΩ
frequenzbestimmende Widerstände (Metallschichtwiderstände mit einem Temperaturkoeffizienten $\leq 50 \cdot 10^{-6}$/K)	$R_1 \ldots R_4$	5 ... 50	kΩ
frequenzbestimmende Kondensatoren (MKC-Polykarbonatfolien-Kondensatoren)	$C_1 \ldots C_4$	$<$ 1	µF
Oszillatorfrequenz	f_o	20 ... 30 000	Hz

Kennwerte
bei $U_B = 12$ V, $R_{L1} \ldots R_{L4} = 3{,}3$ kΩ, $T_U = 25$ °C

Stromaufnahme	I_5	22	mA
Ausgangsspannung „L"-Zustand	U_{AL}	$<$ 0,5	V
Ausgangsspannung „H"-Zustand	U_{AH}	U_B	
Tastverhältnis der Rechteck-Ausgangsspannung	r	0,5	
Oszillatorfrequenz	f_o	$\frac{865}{R/\text{k}\Omega \cdot C/\mu\text{F}}$	Hz
Eingangswiderstand der Vibrato-schaltung	$r_{4/1}$	4	kΩ
Steilheit der Vibratoschaltung	Für ein Vibrato von ± einem Halbton wird an Anschluß 4 eine Spannung von 1,7 V Spitze-Spitze benötigt.		
Änderung der Oszillatorfrequenz im Versorgungsspannungsbereich $U_B = 12\text{ V} \pm 3\text{ V}$	$\Delta f_o/f_o$	± 0,05	%

2. 4. 2. Spielzeugorgel mit TCA 430-N

Die integrierte Schaltung TCA 430-N bildet zusammen mit vier frequenzbestimmenden *RC*-Gliedern vier getrennte Oszillatoren. Jeder einzelne Oszillator läßt sich mehrfach ausnutzen, indem man durch Umschalten der frequenzbestimmenden Widerstände die Oszillatorfrequenz ändert. Mit drei integrierten Schaltungen TCA 430-N läßt sich dann ein 2½ Oktaven umfassendes, einchörig polyphon (mit Ausnahme des selten benötigten Zusammenklangs große Septime) spielbares elektronisches Musikinstrument aufbauen, das auch mit Vibrato ausgerüstet werden kann. Außer dem Manual wird lediglich noch ein einfacher NF-Verstärker benötigt. Da die mittlere Stromaufnahme der Orgel nur etwa 150 mA beträgt, ist eine Speisung aus Batterien möglich.

Bild 12 zeigt den Oszillatorteil der Spielzeugorgel und Bild 13 die beiden alternativ vorgeschlagenen NF-Verstärker, diskret oder mit dem integrierten NF-Verstärker TBA 800 aufgebaut. Aus Bild 14 geht die Zuordnung der Tasten zu den Oszillatoren hervor.

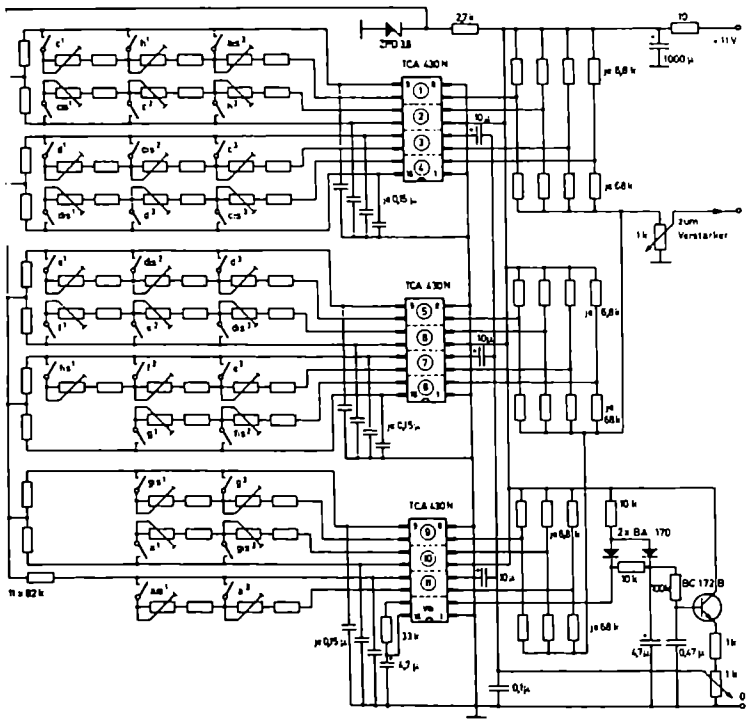


Bild 12: Kleinorgel mit drei TCA 430-N, NF-Verstärker dazu siehe Bild 13

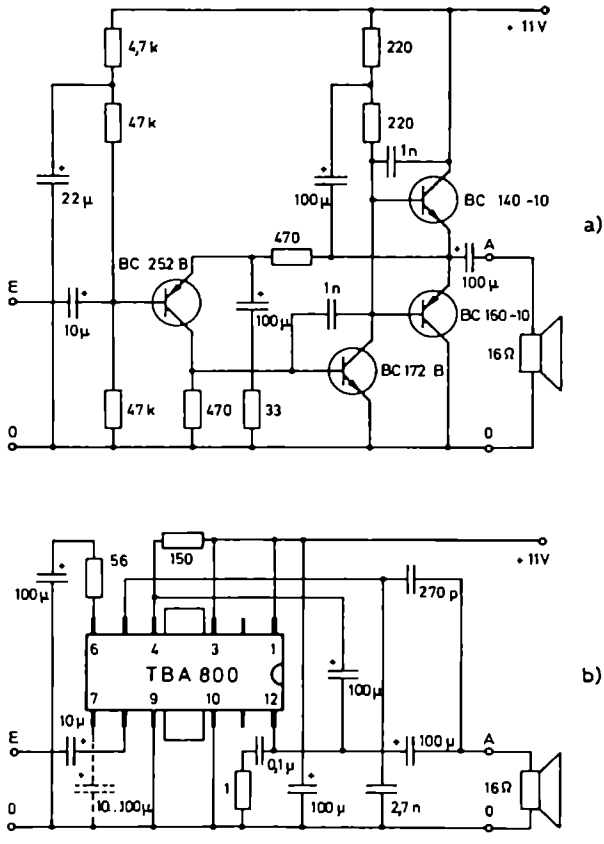


Bild 13: NF-Verstärker zur Kleinorgel Bild 12
a) diskret aufgebaut
b) aufgebaut mit dem integrierten NF-Verstärker TBA 800

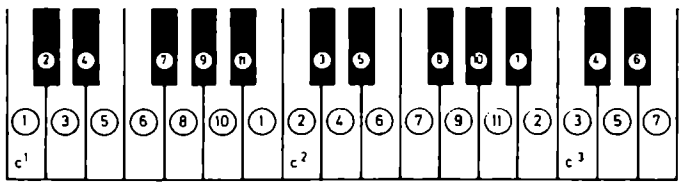


Bild 14: Zuordnung der Tastenkontakte zu den durch Zahlen gekennzeichneten Oszillatoren der Orgelschaltung Bild 12

Tabelle 2: Töne, Frequenzen und Widerstände der Spielzeugorgel nach Bild 12 für eine Kapazität der frequenzbestimmenden Kondensatoren von 0,15 µF (Toleranz ± 5 %)

Ton	Frequenz	Widerstand	Festwiderstand TK = 50 · 10^{-6}/K Toleranz ± 2 %	Potentiometer
	f/Hz	R/kΩ	R_{fest}/kΩ	R_{pot}/kΩ
c^1	261,6	21,7	20	2,5
cis^1	277,2	20,45	18	5
d^1	293,7	19,3	18	2,5
dis^1	311,1	18,2	16	5
e^1	329,6	17,2	16	2,5
f^1	349,2	16,3	15	2,5
fis^1	370	15,3	13	5
g^1	392	14,5	13	2,5
gis^1	415,3	13,7	12	2,5
a^1	440	12,9	12	2,5
ais^1	466,2	12,2	11	2,5
h^1	493	11,5	11	1
c^2	523,2	10,8	10	2,5
cis^2	554,4	10,2	9,1	2,5
d^2	587,3	9,7	9,1	1
dis^2	622,3	9,1	8,2	2,5
e^2	659,3	8,6	8,2	1
f^2	698,5	8,1	7,5	1
fis^2	740	7,7	6,8	2,5
g^2	784	7,3	6,8	1
gis^2	830,6	6,9	6,2	2,5
a^2	880	6,5	5,6	2,5
ais^2	932,3	6,1	5,6	1
h^2	987,8	5,7	5,1	1
c^3	1 046,5	5,4	5,1	1
cis^3	1 108,7	5,1	4,7	1
d^3	1 147,7	4,8	4,3	1
dis^3	1 244,5	4,6	4,3	1
e^3	1 318,5	4,3	3,9	1

Die Berechnung der frequenzbestimmenden *RC*-Glieder und die Auswahl geeigneter Widerstände und Kondensatoren erfolgen nach den vorangehenden Ausführungen. Für eine Kapazität von 0,15 µF sind die Werte der frequenzbestimmenden Widerstände in Tabelle 2 angegeben. Der Abgleich ist mit Hilfe der Trimmpotentiometer so vorzunehmen, daß, mit der höchsten Frequenz beginnend, die Töne in absteigender Reihenfolge gestimmt werden. Für geringere Ansprüche an die Temperaturkonstanz der Stimmung können die in Bild 12 angegebenen Metallschichtwiderstände entfallen, wenn der Widerstand der Potentiometer entsprechend größer gewählt wird.

Der zwölfte Oszillator schwingt mit etwa 5 Hz und dient als Vibratogenerator. Das rechteckförmige Ausgangssignal wird in zwei lose gekoppelten Tiefpässen zum Sinus umgeformt und in einem Impedanzwandler verstärkt. Mit einem Potentiometer ist der Vibrato-Effekt einstellbar.

Da nur rechteckförmige Signale zu übertragen sind, stören Übernahmeverzerrungen im NF-Verstärker nicht. Daher konnte in der Schaltung des diskret aufgebauten NF-Verstärkers, Bild 13a, auf einen Ruhestrom in der Endstufe verzichtet werden, was geringe Ruhestromaufnahme und gute thermische Stabilität bedeutet. Auf eine zusätzliche Kühlung der Endtransistoren durch Kühlfahnen oder -sterne kann verzichtet werden.

2. 5. SAH 190 — eln neues Verfahren zur Tonerzeugung

2. 5. 1. Die integrierte Schaltung SAH 190

Die in Orgeln konventioneller Bauart verwendeten zwölf autonom schwingenden Mutteroszillatoren haben einige Nachteile. Temperaturabhängigkeit, Spannungsabhängigkeit, Alterung und Veränderung durch mechanische Stöße werden im allgemeinen die Frequenzen der einzelnen Oszillatoren unterschiedlich beeinflussen, so daß sich dadurch die Orgel verstimmen kann. Außerdem kann sich bei der Frequenzmodulation durch eine Vibratospannung bei den einzelnen Oszillatoren ein unterschiedlicher Frequenzhub ergeben.

Es liegt nahe, nach einer Möglichkeit zu suchen, die zwölf Muttertöne starr miteinander zu koppeln, so daß keine interne Verstimmung auftreten kann. Nachfolgend werden solche Möglichkeiten diskutiert; insbesondere wird eine für diese Anwendung von INTERMETALL entwickelte LSI-Schaltung in MOS-Technik, SAH 190, beschrieben. LSI ist eine Abkürzung für large scale integration.

Eine Möglichkeit der starren Kopplung bietet das Prinzip des Phase-locked-loop. Man geht davon aus, daß das Frequenzverhältnis zweier be-

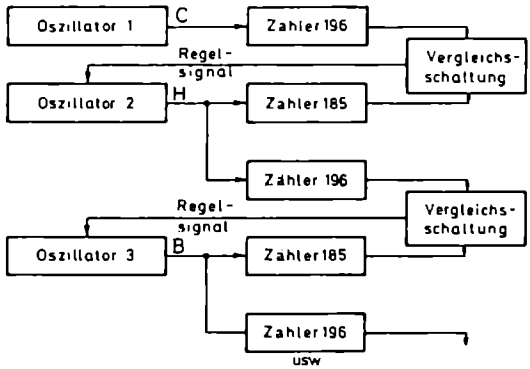


Bild 15: Blockschaltbild eines Phase-locked-loop-Oszillators

nachbarter Halbtöne der gleichtemperierten Tonskala $\sqrt[12]{2}$ beträgt. Dieser Wert läßt sich durch einen Bruch 196/185 bis auf einen Fehler von $3 \cdot 10^{-6}$ annähern [9]. Es werden nun jeweils je zwei Oszillatoren auf folgende Weise miteinander gekoppelt: Man zählt die Schwingungen der Oszillatoren mit je einem Zähler mit der Endstellung 196 bzw. der Endstellung 185. Erreichen die beiden gleichzeitig gestarteten Zähler ihre Endstellung zur selben Zeit, so haben die Frequenzen der beiden Oszillatoren exakt das Verhältnis 196/185 [10]. Erreichen die Zähler die Endstellung nicht gleichzeitig, so wird ein Regelsignal erzeugt, das einen der Oszillatoren nachstimmt. Auf diese Weise lassen sich die zwölf Mutteroszillatoren miteinander koppeln. Das ist in Bild 15 angedeutet.

Für die Integrationstechnik weitaus interessantere Möglichkeiten ergeben sich jedoch aus Schaltungen mit einem einzigen Taktgenerator, bei denen die zwölf Töne durch Teilung oder Addition erzeugt werden. Bekannt sind die folgend beschriebenen Verfahren:

Frequenzteilung

An einen hochfrequenten Oszillator werden zwölf Frequenzteiler angeschlossen. Die Ausgangsfrequenzen dieser Teiler bilden die Töne der

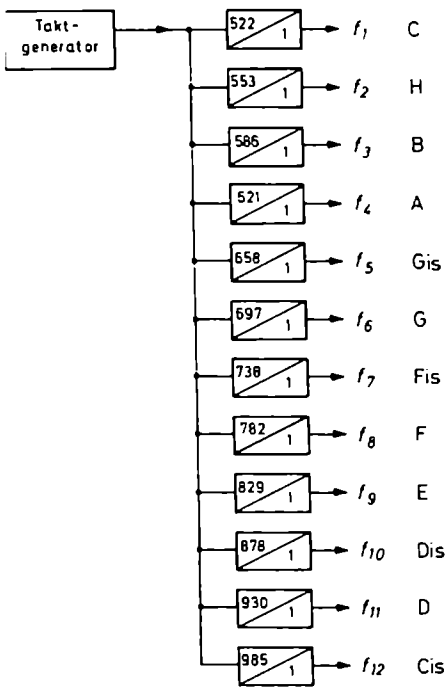


Bild 16: Blockschaltbild Taktgenerator mit zwölf Frequenzteilern

obersten Oktave. Da sich nur ganzzahlige Frequenzteiler verwirklichen lassen, sind gute Ergebnisse, d. h. kleine Abweichungen von der temperierten Tonskala, nur erzielbar, wenn die Teilerverhältnisse genügend groß gewählt werden – etwa zwischen 500 und 1000. Bild 16 zeigt als Beispiel das Blockschaltbild einer solchen Teileranordnung.

Frequenzsynthese

Bild 17 zeigt das Blockschaltbild einer Anordnung, die die zwölf Töne der obersten Oktave durch Frequenzsynthese erzeugt. Die Frequenz eines Oszillators wird in einer Teilerkette mehrfach durch zwei geteilt. Die Zahl der erforderlichen Binärteiler hängt ab vom zulässigen Frequenzfehler gegenüber der temperierten Tonskala. Die einzelnen Ausgänge werden derart zu elf Verknüpfungsschaltungen geführt, daß jeweils am Ausgang

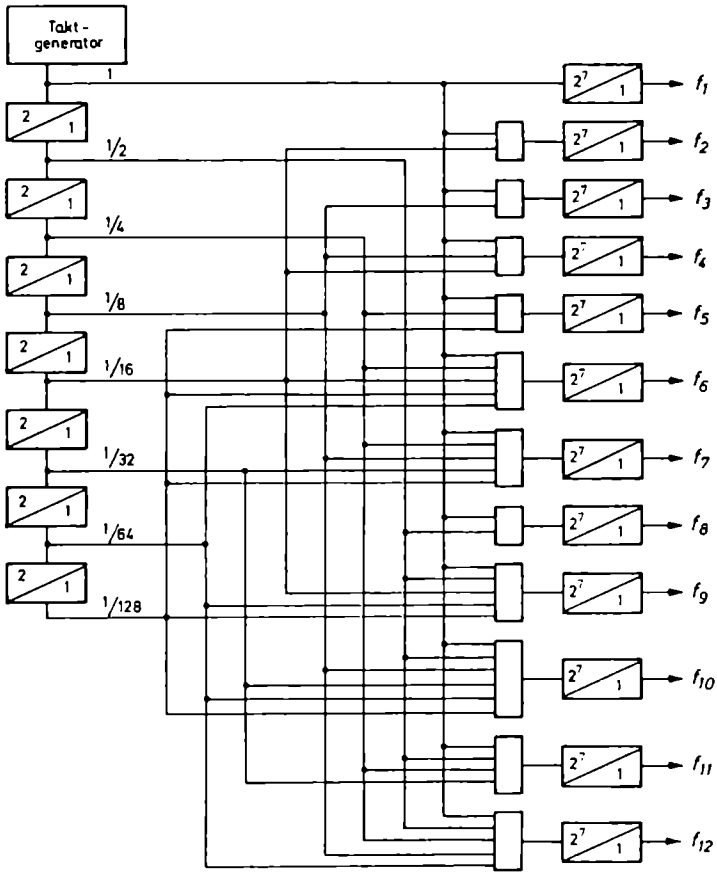


Bild 17: Blockschaltbild Tonerzeugung durch Frequenzsynthese

einer Verknüpfungsschaltung die Summe der auf den Eingang gegebenen Frequenzen entsteht. Die Periodendauern der so erzeugten Frequenzen sind allerdings nicht konstant, sondern schwanken um einen Mittelwert. Dieser Effekt wird Jitter genannt und macht sich u.U. als störendes Nebengeräusch bemerkbar. Mit einer nachzuschaltenden Binärteilerkette läßt sich der Jitter verringern. Er ist nach sieben Teilerstufen genügend abgeschwächt, d. h. nicht mehr hörbar.

Frequenzteilung nach dem Ausblendprinzip

Wird in einer periodischen Impulsfolge der Frequenz f jeder zehnte Impuls unterdrückt, so haben die verbleibenden Impulse – über längere Zeit gemittelt – die Frequenz $9/10 \cdot f$. Diese Art der Herstellung eines festen Verhältnisses zwischen zwei Frequenzen nennt man Ausblendprinzip. Bild 18 zeigt das Blockschaltbild eines Tongeneratormodells, das nach diesem Prinzip arbeitet. Die Impulse eines Taktgenerators werden sowohl einem Frequenzteiler T als auch einer Unterdrückungsschaltung 11 aus 196 zugeführt. Diese blendet jeweils 11 von 196 ankommenden Impulsen aus. Die restlichen Impulse werden wieder einem Teiler T und der nächsten Unterdrückungsschaltung zugeführt. Die Ausgangsfrequenzen der Teiler T unterscheiden sich jeweils um 185/196, was sehr genau einem Halbtonschritt entspricht [10].

Die Signale an den Ausgängen der Teiler T haben, ebenso wie bei der Frequenzsynthese, keine konstante Periodendauer. Die Frequenz f_2 hat zwei verschiedene Periodendauern, f_3 hat drei Periodendauern usw. Die einzelnen Periodendauern unterscheiden sich um eine Periodendauer der Frequenz des Taktgenerators. Die Differenz zwischen längster und kürzester Periodendauer wird als Jitter definiert und in Vielfachen der Periodendauer der Taktfrequenz angegeben.

Eine Wertung der beschriebenen Möglichkeiten ergibt: Beim Phase-locked-loop ist der Frequenzfehler klein und das Ausgangssignal jitterfrei. Das Verfahren ist jedoch wegen des großen Schaltungsaufwandes zu teuer. Frequenzteilung und -synthese ergeben einen Quantisierungsfehler, der nur dann hinreichend klein wird, wenn man mit hoher Taktfrequenz

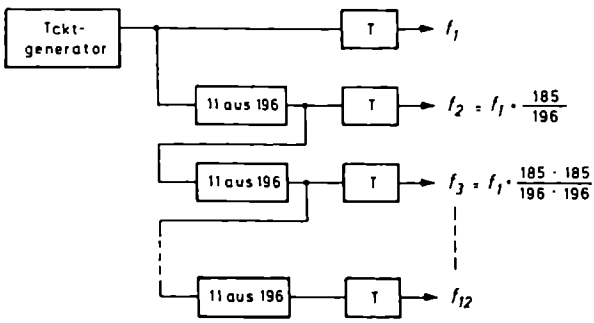


Bild 18: Blockschaltbild Tonerzeugung nach dem Ausblendprinzip

und dadurch bedingt mit hohem Teilerverhältnis arbeitet. Auch diese Verfahren sind wegen des großen Schaltungsaufwands zu teuer, und das Syntheseverfahren erfordert zusätzlichen Aufwand zur Verringerung des Jitters. Beim Ausblendprinzip nach Bild 18 erreicht man zwar eine hervorragende Genauigkeit der Frequenz, aber der Jitter der letzten Teilerstufe ist unzulässig hoch, denn bei einer Reihenschaltung der zwölf Ausblendschaltungen wird der Jitter von Stufe zu Stufe größer.

Bei der Entwicklung des SAH 190 wurde die hohe Genauigkeit des Ausblendprinzips ausgenutzt – die maximale Abweichung eines Tones von der gleichtemperierten Tonskala beträgt nur 0,03 ‰. Der bei einer Anordnung nach Bild 18 zu hohe Jitter wurde durch Aufbau nach Bild 19 dadurch auf tragbare Werte verkleinert, daß anstelle einer direkten Reihenschaltung von zwölf Ausblendstufen nur maximal fünf Ausblendschaltungen aufeinander folgen. Im Blockschaltbild der Gesamtanordnung zur Erzeugung der zwölf Töne der obersten Oktave, Bild 19, sieht man drei Ketten von hintereinandergeschalteten Frequenzteilern. Jede der Ketten

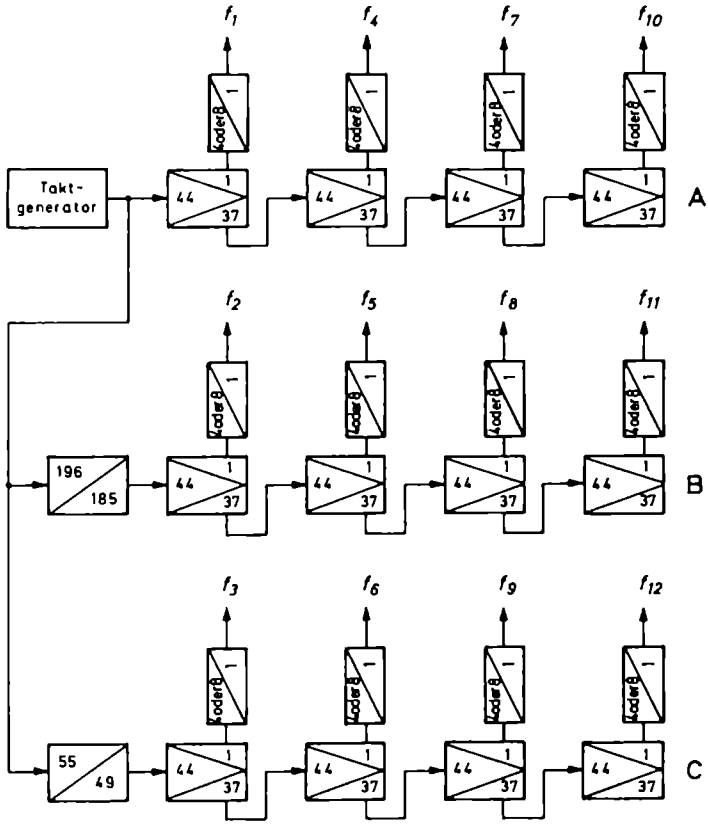


Bild 19: Blockschaltbild des beim SAH 190 benutzten Aufbaus

wird durch einen SAH 190 realisiert. Der erste Teiler jeder Kette wird von dem gemeinsamen Taktgenerator angesteuert.

Die Kette A besteht aus vier gleichen hintereinandergeschalteten Teilern. Bild 20 zeigt das Blockschaltbild eines Teilers, der jeweils eine Doppelfunktion hat. Er teilt einmal die Eingangsfrequenz durch 44 und steuert mit dieser Frequenz einen Ausgangsteiler an. Weiterhin teilt er die Eingangsfrequenz mit Hilfe der weiter unten geschilderten Unterdrückungsschaltung durch 44/37 und steuert mit der durch 44/37 geteilten Eingangsfrequenz den nächsten, gleich aufgebauten Teiler an.

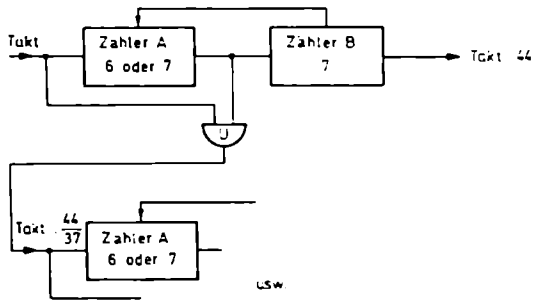


Bild 20: Blockschaltbild eines Teilers 44/1 bzw. 44/37

Ein Teiler besteht nach Bild 20 aus zwei Zählern, A und B, und aus einer Unterdrückungsschaltung U. Der Zähler A zählt die Taktimpulse und gibt jedesmal, wenn er in seine Ausgangsstellung zurückspringt, einen Impuls an die Unterdrückungsschaltung und an den Zähler B ab.

Zähler B hat die Endstellung sieben. Er zählt die Rückstell- bzw. Ausgangsimpulse des Zählers A und steuert außerdem dessen Endstellung. Ist Zähler B in den Positionen 1, 2, 3, 5 oder 6, so zählt der Zähler A bis sechs. In den Positionen 4 und 7 von Zähler B zählt Zähler A bis sieben. Zähler B gibt also bei jedem 44. Taktimpuls einen Rückstell- bzw. Ausgangsimpuls ab. Jeder Rückstell- bzw. Ausgangsimpuls von Zähler A blendet in der Unterdrückungsschaltung einen Taktimpuls aus. Am Ausgang der Unterdrückungsschaltung, der zum Eingang des nächsten Teilers führt, erscheinen also von 44 Taktimpulsen nur 37 Ausgangsimpulse. Die Pulsfrequenz am Ausgang der Unterdrückungsschaltung des zweiten Teilers ist ebenfalls wieder um den Faktor 44/37 niedriger als diejenige am Ausgang der Unterdrückungsschaltung des ersten Teilers. Der Bruch 44/37 ist eine gute Näherung für das Frequenzverhältnis

$\sqrt[12]{2^3}$ [9].

Das ist der Abstand von drei Halbtönen, eine kleine Terz.

Von den Ausgängen der Zähler B werden umschaltbare Ausgangsteiler angesteuert. Je nachdem, ob als höchste Oktave die vier- oder die fünfgestrichene Oktave gewünscht wird, stellt man ein Teilerverhältnis von 8 oder 4 ein. Diese umschaltbaren Ausgangsteiler geben ein Rechtecksignal mit dem Tastverhältnis 0,5 ab, dessen Jitter ausreichend klein ist.

Die Teilerkette A (Bild 19) erzeugt also vier Töne im Abstand von jeweils einer kleinen Terz, z. B. die Töne C, A, Fis und Dis. Die Töne H, Gis, F und D werden in der Teilerkette B erzeugt. Diese Kette enthält ebenfalls vier Teiler 44/37, denen hier ein Teiler 196/185 vorgeschaltet ist, der die Taktfrequenz und damit alle Ausgangsfrequenzen der Teilerkette B um einen Halbtonschritt absenkt. Die nun noch fehlenden Töne B, G, E und Cis erzeugt die Teilerkette C. Hier wird ein Vorteiler benötigt, der die Taktfrequenz und damit die vier Ausgangsfrequenzen der Teilerkette C um einen Ganztonschritt absenkt. Das entspricht einem Frequenzverhältnis $\sqrt[12]{2^2}$.
Der Bruch 55/49 ist eine gute Näherung für diesen Wert [9]. Die Vorteiler arbeiten ebenfalls nach dem anhand von Bild 20 erläuterten Ausblendprinzip.

Die Aufteilung des Teilersystems in drei Ketten, von denen jede vier Töne erzeugt, ist sehr günstig für die Integration. Der nach dem beschriebenen Prinzip aufgebaute SAH 190 (Bild 21) enthält eine Kette von vier Teilern 44/37 mit den zugehörigen umschaltbaren Ausgangsteilern sowie die beiden Vorteiler 55/49 und 196/185. Durch äußere Umschaltung des Anschlusses Option I ist es möglich, einen der beiden Vorteiler zu wählen oder beide Vorteiler außer Betrieb zu setzen. Zum Aufbau eines kompletten Zwölftongenerators sind drei SAH 190 erforderlich, wie Bild 23 zeigt. Die nachfolgende Tabelle 3 zeigt die exakten Zahlenwerte eines Zwölftongenerators nach Bild 23.

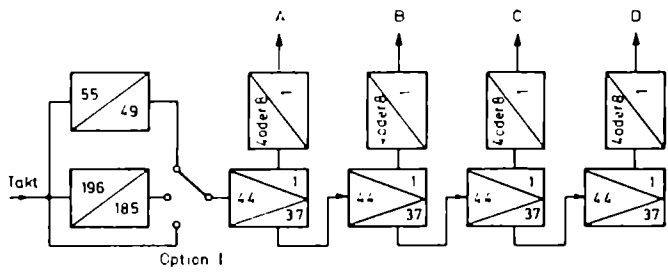


Bild 21: Blockschaltbild des SAH 190

Tabelle 3: Teilereigenschaften einer Zwölftongeneratorschaltung nach Bild 23

Periodendauer T_n der Ausgangsfrequenzen $f_1 \ldots f_{12}$ als Vielfache der Periodendauer T_g der Taktfrequenz	Jitter	mittleres Teilerverhältnis	relativer Frequenzfehler ppm [1]
$T_1 = 176\ T_g$	0	176	+29
$352\ T_g$	0	352	+29
$T_4 = 209/210\ T_g$	$1\ T_g$	209,29730	+14
$418/419\ T_g$	$1\ T_g$	418,59460	+14
$T_7 = 248/249/250\ T_g$	$2\ T_g$	248,89408	− 1
$497/498/499\ T_g$	$2\ T_g$	497,78816	− 1
$T_{10} = 294/295/296/297/298\ T_g$	$4\ T_g$	295,98215	− 17
$590/591/592/593/594\ T_g$	$4\ T_g$	591,96430	− 17
$T_2 = 186/187\ T_g$	$1\ T_g$	186,46486	+25
$372/373\ T_g$	$1\ T_g$	372,92973	+25
$T_5 = 221/222/223\ T_g$	$2\ T_g$	221,74200	+10
$442/443/444\ T_g$	$2\ T_g$	443,48400	+10
$T_8 = 262/263/264/265\ T_g$	$3\ T_g$	263,69319	− 6
$526/527/528/529\ T_g$	$3\ T_g$	527,38638	− 6
$T_{11} = 311/312/313/314/315/316\ T_g$	$5\ T_g$	313,58109	− 21
$625/626/627/628/629/630\ T_g$	$5\ T_g$	627,16220	− 21
$T_3 = 197/198\ T_g$	$1\ T_g$	197,55102	+17
$395/396\ T_g$	$1\ T_g$	395,10204	+17
$T_6 = 234/235/236\ T_g$	$2\ T_g$	234,92554	+ 2
$469/470/471\ T_g$	$2\ T_g$	469,85107	+ 2
$T_9 = 278/279/280/281\ T_g$	$3\ T_g$	279,37091	− 14
$557/558/559/560\ T_g$	$3\ T_g$	558,74182	− 14
$T_{12} = 330/331/332/333/334/335\ T_g$	$5\ T_g$	332,22486	− 29
$663/664/665/666/667\ T_g$	$4\ T_g$	664,44973	− 29

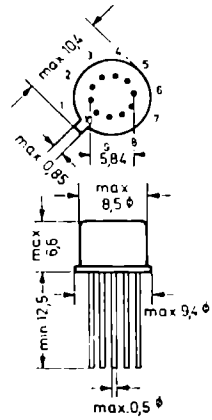
[1] 1 ppm = 1 part per million, also $1 \cdot 10^{-6}$

2. 5. 2. Daten des SAH 190 (Daten für Entwicklungsmuster)

Monolithisch integrierte LSI-Sonderschaltung in MOS-Technik. Zur Erzeugung der zwölf Töne der höchsten Oktave in elektronischen Orgeln sind drei SAH 190 erforderlich. Zur Ansteuerung wird ein Zweiphasen-Taktgenerator benötigt, der praktisch der Mutteroszillator der Orgel ist und eine wesentlich höhere Frequenz als die höchste Oktave erzeugt. Ein SAH 190 erzeugt durch Teilung der Taktfrequenz vier Töne, deren Frequenzabstände jeweils einem Intervall von drei Halbtönen entsprechen. Durch äußere Umschaltung des Anschlusses Option I lassen sich diese vier Töne um einen Halbtonschritt oder wahlweise um einen Ganztonschritt absenken, so daß sich mit drei SAH 190 die bisherigen zwölf Mutteroszillatoren ersetzen lassen. Durch Umschaltung des Anschlusses Option II können die Ausgangsfrequenzen des SAH 190 um eine Oktave geändert werden. Es läßt sich also wählen, ob die erzeugten Töne z. B. in der viergestrichenen oder in der fünfgestrichenen Oktave liegen.

Die Ausgänge A . . . D des SAH 190 sind vorzugsweise zum direkten Ansteuern des integrierten Frequenzteilers SAJ 110 bestimmt, siehe Bild 24. Zusätzlich darf eine weitere Last mit einem Widerstand > 10 kΩ angeschlossen werden. Das Ausgangssignal hat Rechteckform mit einem Tastverhältnis 0,5. Die größte Abweichung der zwölf Töne von der temperier-'en Tonskala beträgt ± 0,03 ‰.

Bild 22:
SAH 190 im Metallgehäuse TO-96
≈ TO-5 mit 10 Anschlußdrähten
Gewicht ca. 1 g Maße in mm



Anschlüsse

1	Masse, 0, Substrat, Gehäuse	6	Ausgang C
2	Option II	7	Ausgang D
3	U_{DD}	8	Takt t2
4	Ausgang A	9	Takt t1
5	Ausgang B	10	Option I

Grenzwerte

Taktspannungen	U_8, U_9	− 30 . . . +0,3	V
Drainspannung	U_3	− 30 . . . +0,3	V
Ausgangsströme	I_4, I_5	− 5	mA
	I_6, I_7	− 5	mA
Lagerungstemperaturbereich	T_S	− 20 . . . +80 ·	°C

Empfohlene Betriebswerte

Drainspannung	U_3	− 17 (− 15 . . . − 19)	V
Taktspannungen	U_8, U_9	− 20 (− 18 . . . − 22)	V
Taktfrequenz	f_t	1 . . . 1,5	MHz

Kennwerte

Ausgangswiderstand	r_a	< 500	Ω
Drainstrom	I_D	-5	mA

Teilerverhältnis, einstellbar mit Hilfe des Anschlusses Option II:

Option II an Null	$\frac{f_t}{f_1}$	176
Option II offen	$\frac{f_1}{f_t}$	352

Erzeugung der zwölf Halbtöne durch unterschiedliche Spannungen am Anschluß Option I:

Die Frequenzen $f_1 \ldots f_{12}$ sind die zwölf Halbtöne der Oktave, wobei f_1 der höchste und f_{12} der tiefste Ton ist. A . . . D sind die vier Ausgänge.

	A	B	C	D
Option I an t1	f_1	f_4	f_7	f_{10}
Option I offen	f_2	f_5	f_8	f_{11}
Option I an Null	f_3	f_6	f_9	f_{12}

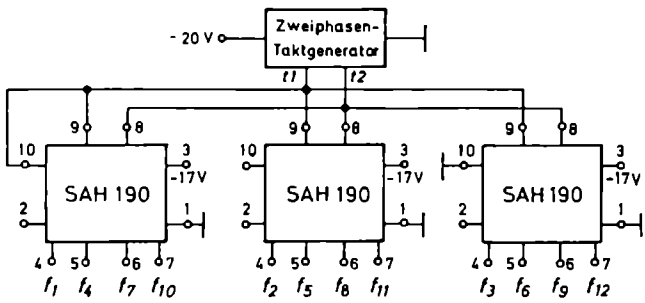


Bild 23: Blockschaltbild eines mit drei SAH 190 aufgebauten Zwölftongenerators

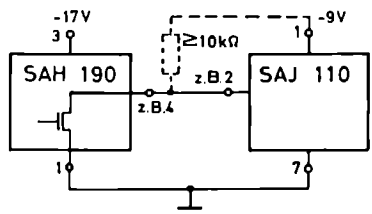


Bild 24: Zusammenschaltung von SAH 190 und SAJ 110

2. 5. 3. Der Taktgenerator für den SAH 190

Zur Ansteuerung des SAH 190 wird ein Zweiphasen-Taktgenerator benötigt, der zwei nichtüberlappende Taktpulse t1 und t2 abgibt, deren Amplitude – 20 V betragen soll. Die beiden Pulse dürfen sich höchstens im Bereich 0 . . . – 3 V überlappen, und die Dauer der negativen Impulsdächer darf 0,2 µs nicht unterschreiten, wenn ein sicheres Arbeiten des SAH 190 gewährleistet sein soll; siehe dazu das Oszillogramm Bild 25.

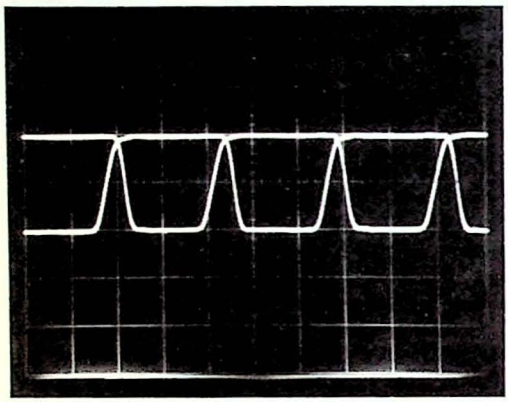


Bild 25: Oszillogramm der Taktsignale t1 und t2 in einer Schaltung nach Bild 26
vertikal: 10 V/Skt., horizontal: 0,2 µs/Skt.

Als Taktgenerator wird ein *LC*-Oszillator mit nachfolgender Impulsformerstufe vorgeschlagen, dessen Schaltung Bild 26 zeigt. Der Oszillator besteht aus den Transistoren T3 und T4 und dem frequenzbestimmenden Schwingkreis *C1, L1.* Eine Frequenzmodulation als Vibrato-Effekt wird durch Verändern der Arbeitspunkte der Oszillatortransistoren erzeugt. Mit einer Vibrato-Steuerspannung von 15 V Spitze-Spitze ergibt sich ein Vibrato von ± einem Viertelton.

Bei der Entwicklung des Taktgenerators bewährte sich als Oszillatorspule der für Konvergenzeinstellung in Farbfernsehempfängern angebotene Spulenbausatz KK-2593 von Vogt. Diese Spule hat einen Drehknopf, der zum Ändern der Gesamtstimmung benutzt werden kann. Zu diesem Zweck wird die Spule im Bedienungsfeld der Orgel angeordnet und über abgeschirmte Leitungen von maximal etwa 25 cm Länge mit der Oszillatorschaltung verbunden. Wenn die Oszillatorfrequenz nicht in weiten Grenzen veränderbar sein muß, kann eine beliebige andere Spule mit geringerer Induktivitätsvariation verwendet werden, zum Beispiel der Bausatz SL-2642 von Vogt. Für eine oberste Oktave c^5 . . . h^5 ist die Spule

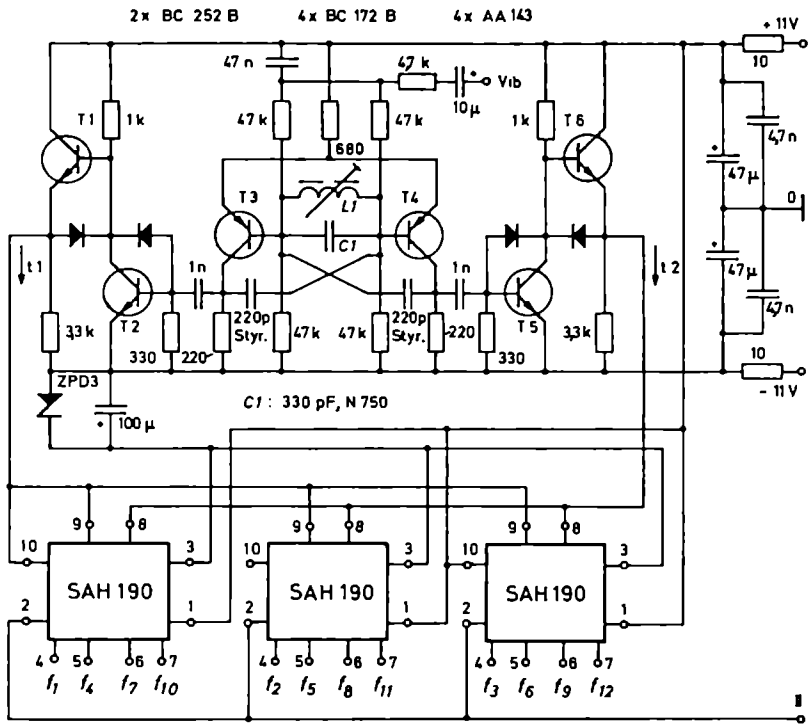


Bild 26: Schaltung des Taktgenerators mit angeschlossenen integrierten Schaltungen SAH 190 entsprechend dem Blockschaltbild Bild 23

KK-2593 mit 80 Wdg. 0,3 mm ⌀ CuL zu wickeln, die Spule SL-2642 mit 72 Wdg. 0,1 mm ⌀ CuL.

Zur Nachstimmung vom Spieltisch aus kann zum Beispiel auch dem Kondensator *C1* ein kleiner Drehkondensator mit einer Endkapazität von etwa 50 pF parallelgeschaltet werden, der im Bedienungsfeld der Orgel sitzt und über abgeschirmte Leitungen von maximal 25 cm Länge mit der Oszillatorschaltung verbunden ist. Auch eine einstellbare Reiheninduktivität von etwa 3 . . . 10 µH kann zur Nachstimmung benutzt werden. Dabei ist stets darauf zu achten, daß die Symmetrie des Oszillatorkreises erhalten bleibt.

Die Schaltung Bild 26 enthält neben der eigentlichen Oszillatorschaltung für jeden der beiden Taktpulse einen aus zwei Transistoren T1 und T2 bzw. T5 und T6 bestehenden Impulsformer, der die Flanken der Pulse auf etwa 50 . . . 80 ns versteilert; siehe auch Bild 25.

Die in Bild 24 schematisch angedeutete Anschaltung der integrierten Frequenzteiler SAJ 110 an die Ausgänge des SAH 190 wird in Bild 27

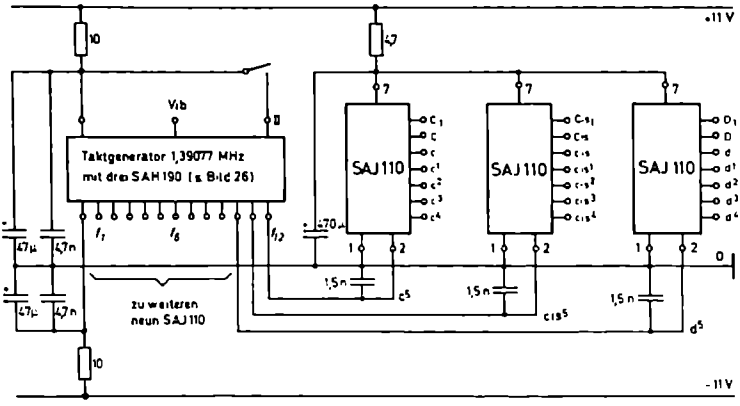


Bild 27: Anschluß der integrierten Frequenzteiler SAJ 110 an die Schaltung Bild 26

unter Verwendung der Schaltung Bild 26 ausführlicher dargestellt. Da der SAJ 110 eine Versorgungsspannung von 10 V benötigt, die MOS-Schaltung SAH 190 jedoch eine solche von 20 V, ist es zweckmäßig, zwei stabilisierte Versorgungsspannungen von + 11 V bzw. − 11 V in der Orgel vorzusehen, die durch die für jede Platine empfehlenswerten Siebwiderstände auf jeweils 10 V reduziert werden. Die miteinander verbundenen Anschlüsse Option II der drei SAH 190 können, wie in Bild 27 angedeutet, durch einen einpoligen Schalter mit + 10 V verbunden werden, Dann sind die zwölf Ausgangsfrequenzen eine Oktave höher als bei offenem Schalter.

Da es sich bei dem Taktgenerator um einen Hochfrequenzoszillator handelt, der Rundfunkstörungen verursachen kann, sei an dieser Stelle auf die Störstrahlungsbestimmungen der Deutschen Bundespost hingewiesen.

Nachfolgend die Daten der Schaltung Bild 26.

Versorgungsspannung		± 10 V
Stromaufnahme	Taktgenerator allein	45 mA
	Schaltung Bild 26 mit zwölf angeschlossenen Frequenzteilern SAJ 110	150 mA
Taktfrequenz, einstellbar (Spule KK-2593)		0,8 . . . 1,6 MHz
Vibrato bei U_{vib} = 15 V Spitze-Spitze		± ein Viertelton
Temperaturkoeffizient der Frequenz		etwa $3 \cdot 10^{-5}$/K
Abhängigkeit der Frequenz von der Versorgungsspannung		etwa $2 \cdot 10^{-4}$/V

2. 6. *RC*-Oszillator für die Vibrato-Steuerspannung

Die Schaltung (Bild 28) enthält komplementäre Transistoren, die direkt gekoppelt sind. Die Grundverstärkung der gegengekoppelten Transistorschaltung ohne Wienbrücke beträgt (3,3 kΩ + 1,2 kΩ) : 1,2 kΩ = 3,75. Die Wienbrücke im Rückkopplungszweig reduziert die Amplitude der Ausgangsspannung auf ein Drittel, so daß der Rückkopplungsfaktor 3,75 : 3 = 1,25 beträgt. Die Z-Diode ist bei geringer Amplitude dauernd gesperrt. Bei wachsender Amplitude wird die Z-Diode in der positiven Halbwelle der Ausgangsspannung leitend und schaltet den 4,7-kΩ-Widerstand zum 3,3-kΩ-Widerstand parallel, so daß der Rückkopplungsfaktor in jeder positiven Halbwelle kleiner als 1 ist und so die Schwingung gedämpft wird. Da eine halbe Periode, nämlich die ungedämpfte negative Halbwelle, nicht für ein wesentliches Anwachsen der Amplitude ausreicht, stößt bei optimaler Dimensionierung auch die negative Halbwelle nicht an das Ende der Arbeitskennlinie.

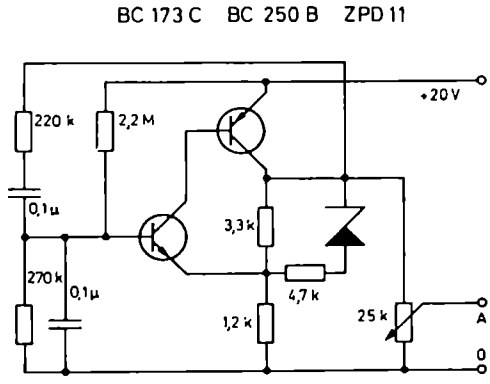


Bild 28: *RC*-Oszillator für die Vibrato-Steuerspannung

Die Ausgangsspannung des Oszillators hat eine von 0...15 V Spitze-Spitze einstellbare Amplitude und eine Frequenz von 6,5 Hz. Die negative Halbwelle der Ausgangsspannung hat exakte Sinusform (Z-Diode gesperrt), während die positive Halbwelle etwas nach rechts geneigt ist, so daß das Maximum etwa um 15 ° gegenüber der normalen Lage phasenverschoben erscheint. Für viele Anwendungen, z. B. auch als Vibratogenerator, ist diese Abweichung vom idealen Sinus ohne Belang. Die Stromaufnahme des Oszillators beträgt etwa 3 mA.

3. Der integrierte Frequenzteiler SAJ 110

Um Aufwand an Bauelementen und beim Abgleichen zu sparen, ist in elektronischen Orgeln nicht jeder Taste ein eigener Oszillator zugeordnet, sondern man hat gewöhnlich zwölf Mutteroszillatoren, die auf der höchsten benötigten Oktave schwingen, und erzeugt alle übrigen Töne durch wiederholte Frequenzteilung durch zwei. Dazu dienen meistens Ketten von bistabilen Kippschaltungen (Flipflops) oder Sägezahnteilern [11]. Die bei integrierten Digitalschaltungen üblichen Master-Slave-Flipflops konnten keinen Eingang im Orgelbau finden, weil einerseits ihr Preis zu hoch war und andererseits die spezifischen Anforderungen in der Orgel von diesen integrierten Schaltungen nicht erfüllt werden. Mit dem speziell für elektronische Orgeln entwickelten integrierten Frequenzteiler SAJ 110 wurde von INTERMETALL ein preisgünstiges Bauelement geschaffen, das wegen seiner Vorzüge die diskret aufgebauten Teilerschaltungen weitgehend verdrängt hat. Der SAJ 110 benötigt keinerlei äußere Beschaltung durch Kondensatoren und kann durch Signale unterschiedlicher Form, z. B. Rechteck oder Sinus, angesteuert werden.

Um die 14 Anschlüsse, die bei dem Gehäuse TO-116 zur Verfügung stehen, optimal ausnutzen zu können, wurden die Anschlüsse der Teilerstufen entsprechend Bild 32 angeordnet. Man hat jeweils zwei Teilerpaare und drei einzelne Teilerstufen zur Verfügung, die man für sich allein oder in verschiedenen Kombinationen zusammengeschaltet benutzen kann. Jeder Ausgang kann mit einem anderen Eingang direkt verbunden werden, um dadurch verschiedene Frequenzuntersetzungen zu erzielen.

Eine Stufe des Frequenzteilers SAJ 110 besteht im wesentlichen aus einem Triggernetzwerk, den beiden Flipflop-Transistoren und einer Ausgangsstufe (Bild 29). Der Eingangsimpuls gelangt zunächst in das Triggernetzwerk, das ihn in Abhängigkeit vom Zustand der Flipflop-Transistoren demjenigen der beiden Flipflop-Transistoren zuführt, der gerade gesperrt ist. In Bild 29 ist der Verlauf der Eingangs- und Ausgangsspannungen einer Teilerstufe gezeigt. Jede positive Flanke des Eingangssignals hat eine Änderung des Flipflop-Zustands zur Folge, was eine Frequenzhalbierung bedeutet. Die Ausgangsstufe dient einerseits der Entkopplung zwischen Flipflop und angeschlossener Last, und andererseits sorgt sie für eine konstante Ausgangsamplitude. Sie besteht im wesentlichen aus einem Emitterfolger, dessen Emitteranschluß als Ausgang herausgeführt ist.

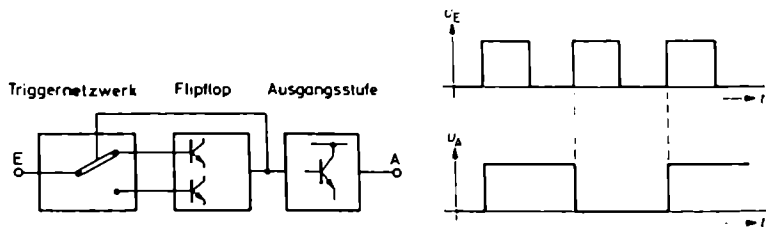


Bild 29: Blockschaltbild einer Frequenzteilerstufe mit Spannungsdiagrammen

Die Bilder 36 und 37 kennzeichnen die Eigenschaften des Eingangs einer Frequenzteilerstufe. Die Eingangsimpulse müssen einerseits mindestens eine Amplitude von 6 V haben, und andererseits darf ihre Amplitude nicht größer als die Versorgungsspannung sein. Dieser Bereich ist in Bild 36 dargestellt. Die im „L"-Zustand am Eingang liegende Spannung soll kleiner als 1 V sein. Mit Hilfe der Eingangskennlinie Bild 37 kann der statische Eingangswiderstand einer Teilerstufe berechnet werden. Er liegt danach zwischen 6 und 9 kΩ.

In Bild 35 ist die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Versorgungsspannung dargestellt. Die Ausgangsspannung ist, abhängig vom Lastwiderstand, um 1 . . . 1,5 V kleiner als die Versorgungsspannung. Bei gleichem Lastwiderstand streut dieser Spannungsabfall sowohl zwischen den Stufen eines SAJ 110 als auch zwischen verschiedenen Exemplaren des SAJ 110 um weniger als ± 5 %.

Bild 38 zeigt die Ausgangskennlinie einer Frequenzteilerstufe, die sich im Zustand „H" befindet. Wenn man den Ausgangsstrom einer solchen Stufe immer mehr vergrößert, z. B. durch Verkleinerung des Lastwiderstands, so bewegt sich der Arbeitspunkt auf der Ausgangskennlinie nach links. Etwa im Punkt 3 V, 50 mA kippt das Flipflop in den Zustand „L" und bleibt in diesem Zustand. Dieses bistabile Verhalten am Ausgang wird in dem hier nicht erörterten Anwendungsfall als Zähler [5] zur Rückstellung des Zählers verwendet. Der gestrichelte Teil der Kennlinie muß schnell durchfahren werden, damit die Schaltung nicht überlastet wird.

Manchmal ist es von Vorteil, wenn man das rechteckförmige Ausgangssignal als reine Wechselspannung ohne Gleichspannungskomponente erhält. Durch eine Schaltung nach Bild 30 erreicht man, daß am Ausgang eine Wechselspannung U_{RL} mit der vollen Amplitude zur Verfügung steht.

In der Plusleitung der Versorgungsspannung sollte auf jeder Frequenzteilerplatine ein *RC*-Glied vorgesehen werden, das die vom Netzteil gelieferte Spannung von 11 V auf die benötigten 10 V reduziert und verhindert, daß die beim Umschalten der Flipflops auftretenden Stromspitzen als Störungen in die übrige Orgel gelangen können.

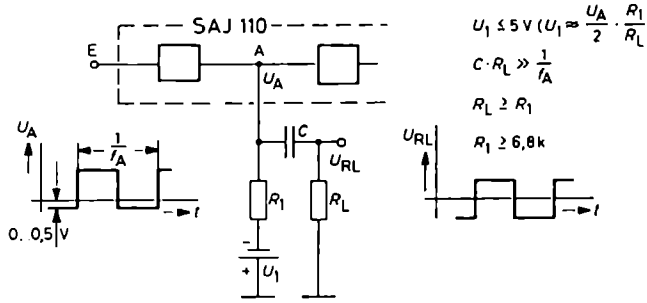


Bild 30: Hilfsschaltung zum Erzielen einer nullsymmetrischen Ausgangsspannung

3. 1. Daten des SAJ 110

Monolithisch integrierter siebenstufiger Frequenzteiler in Flipflop-Technik mit einzeln herausgeführten Ein- und Ausgängen, vorzugsweise für den Einsatz in elektronischen Orgeln.

Die Änderung des Schaltzustandes einer Flipflop-Stufe erfolgt mit der positiven Flanke der Eingangsspannung. Die einzelnen Flipflops können ohne zusätzliche Bauelemente zu einer Teilerkette zusammengeschaltet werden. Einige Stufen sind bereits intern gemäß Bild 32 miteinander verbunden.

Die Ausgangsspannung jeder Stufe wird über einen Emitterfolger ausgekoppelt, um zu gewährleisten, daß ihre Amplitude weitgehend lastunabhängig ist. Da kein interner Emitterwiderstand vorhanden ist, kann dabei Ausgangsstrom nur in einer Richtung fließen.

Bei der Verwendung in elektronischen Orgeln kann der Frequenzteiler SAJ 110 mit Sinus- oder Rechteckspannung angesteuert werden. Die Rechteck-Ausgangsspannung läßt sich mit *RC*-Filtern zur Änderung des Frequenzspektrums verformen.

Es kann eine Rückstellung aller Ausgänge erreicht werden, wenn man kurzzeitig alle Ein- und Ausgänge E bzw. A auf ein Potential $< 1{,}5$ V bringt.

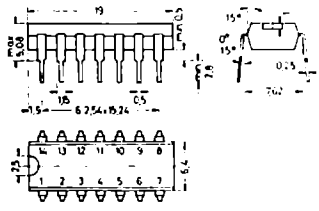


Bild 31:
SAJ 110 „A" im Dual-in-Line-Kunststoffgehäuse TO-116 (Dil) 20 A 14 nach DIN 41 866
Gewicht ca. 1,1 g Maße in mm
Auf besonderen Wunsch ist auch eine Ausführung SAJ 110 „B" in Quad-in-Line (Quil) lieferbar.

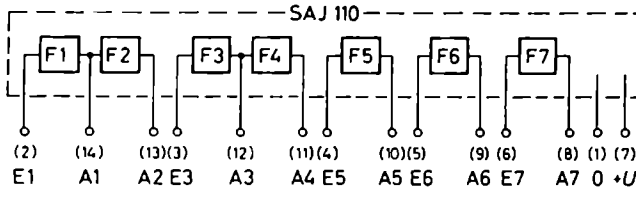


Bild 32: Blockschaltbild des SAJ 110
Die Zahlen in Klammern sind die Anschlußnummern

Alle Spannungsangaben sind bezogen auf Anschluß 1.

Grenzwerte

Versorgungsspannung	U_7	11	V
Eingangsspannung	siehe Bild 36		
Ausgangsstrom je Stufe	I_A	5 [1]	mA
Fremdspannung am Ausgang	U_{Fremd}	± 5	V
Umgebungstemperaturbereich	T_U	− 10 . . . + 60	°C
Lagerungstemperaturbereich	T_S	− 30 . . . + 125	°C

Kennwerte einer Tellerstufe
bei $U_7 = 9$ V, $R_L = 2{,}2$ kΩ, $T_U = 25$ °C

Stromaufnahme („L" am Ausgang)	I	< 3	mA
Eingangsspannung „H"-Zustand (s. Bild 36)	U_{EH}	6 . . . 9	V
Eingangsspannung „L"-Zustand	U_{EL}	< 1	V
Ausgangsspannung „L"-Zustand	U_{AL}	< 0,1	V
Ausgangsspannung „H"-Zustand	U_{AH}	> 7	V
Anstiegszeit der Ausgangsspannung	t_r	< 0,2	µs
Abfallzeit der Ausgangsspannung	t_f	< 0,2	µs
Eingangswiderstand (s. Bild 37)	R_E	6 . . . 9	kΩ
Ausgangswiderstand „L"-Zustand	r_A	> 1	MΩ
Ausgangswiderstand „H"-Zustand	r_A	200	Ω

[1] Darf beim Rückstellen nach Bild 34 und 38 kurzzeitig ($t < 0{,}1$ ms) überschritten werden.

Empfohlene Betriebswerte

Versorgungsspannung	U_7	9	V
höchste Eingangsfrequenz	f_{max}	50	kHz
Lastwiderstand am Ausgang	R_L	2 . . . 20	kΩ

Wenn bei der Anwendung als Orgel-Frequenzteiler die Ausgangsspannung mit Hilfe von *RC*-Gliedern verformt wird, soll ein Schutzwiderstand von R_S = 180 Ω in Reihe mit dem Kondensator C_L geschaltet werden, siehe Bild 33. Dabei soll $R_L \gg R_S$ sein.

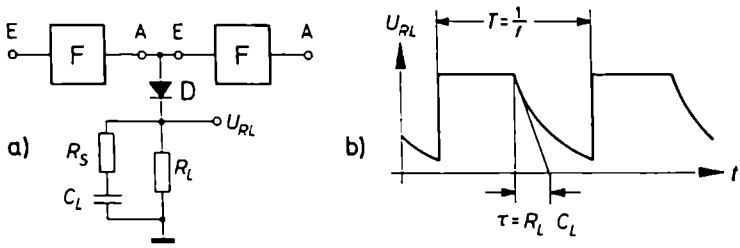


Bild 33: Verformung der Rechteck-Ausgangsspannung mit Hilfe von *RC*-Gliedern
a) Schaltbild, D = Trenndiode, z. B. BA 170
b) Kurvenform der Ausgangsspannung U_{RL}

Bei Einsatz in Zählschaltungen kann eine Rückstellmöglichkeit (alle Ausgänge auf „L") erforderlich sein. Der SAJ 110 läßt sich rückstellen, indem alle Ausgänge auf ein Potential < 3 V gebracht werden, wobei die Eingänge auf 0 V liegen müssen (siehe Bild 38). Alternativ kann man zur Rückstellung alle Eingänge und Ausgänge auf ein Potential < 1,5 V legen, z. B. durch eine Schaltung nach Bild 34. Die Anstiegsflanke des Rückstellimpulses muß genügend steil sein, um den Rückstellvorgang in weniger als 0,1 ms abzuschließen, damit der gestrichelte Teil der Kennlinie Bild 38 schnell durchfahren und der SAJ 110 nicht überlastet wird. Der danach folgende Zustand ist unkritisch, da der Ausgang dann „L" zeigt.

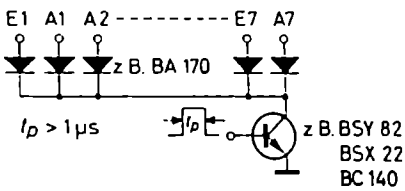


Bild 34: vorgeschlagene Rückstellschaltung für Zählanwendungen

Bild 35:
Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung

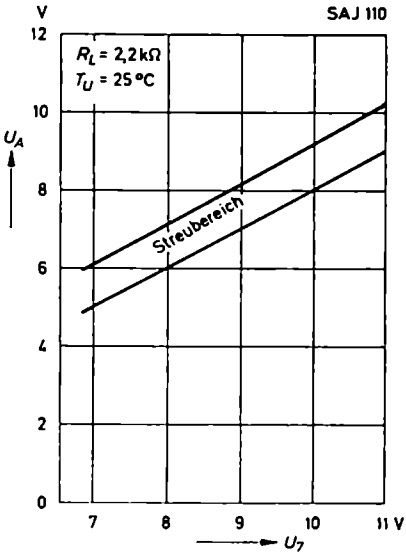


Bild 36:
zulässige Streugrenzen für die Eingangsimpulse („H"-Zustand) in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung

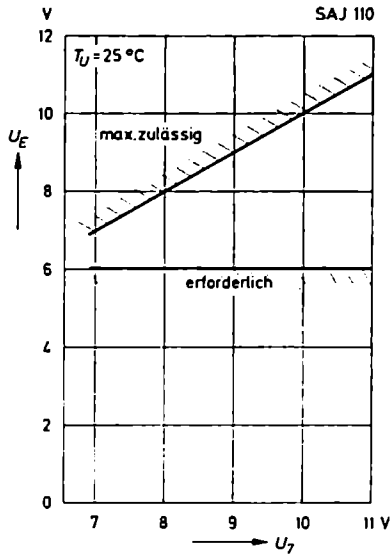


Bild 37:
Eingangskennlinie

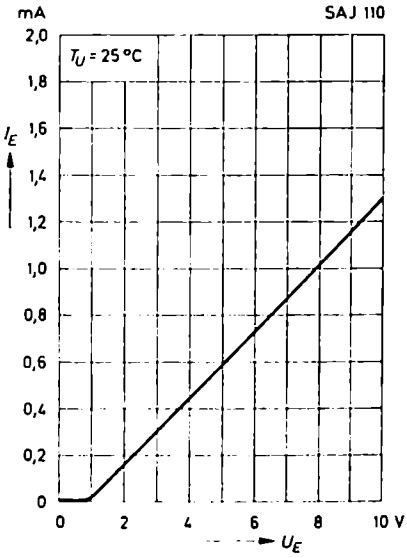
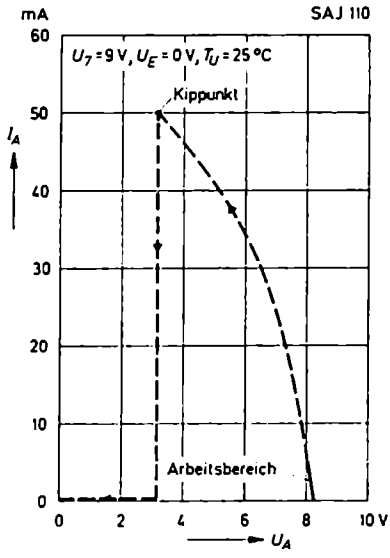


Bild 38:
Ausgangskennlinie



4. Verharfung mit dem integrierten Orgelgatter TBA 470

4.1. Grundlegendes

In einer herkömmlichen elektronischen Orgel befinden sich unter jeder Taste mehrere Kontakte, die beim Drücken der Taste gleichzeitig geschlossen werden. Mit ihnen kann man mehrere Fußlagen gleichzeitig mit entsprechenden Signalen versorgen, wie aus Bild 39 hervorgeht. Der Einfachheit halber sind hier nur vier der häufig zehn oder auch mehr mechanischen Kontakte einer Taste gezeichnet (Fußlagen 16', 8', 4' und 2'). Wenn eine Taste gedrückt wird, werden den Sammelschienen verschiedene Tonsignale über die Tastenkontakte als Ströme zugeführt. In jeder Sammelschiene werden dann die von den verschiedenen Tasten kommenden Ströme addiert.

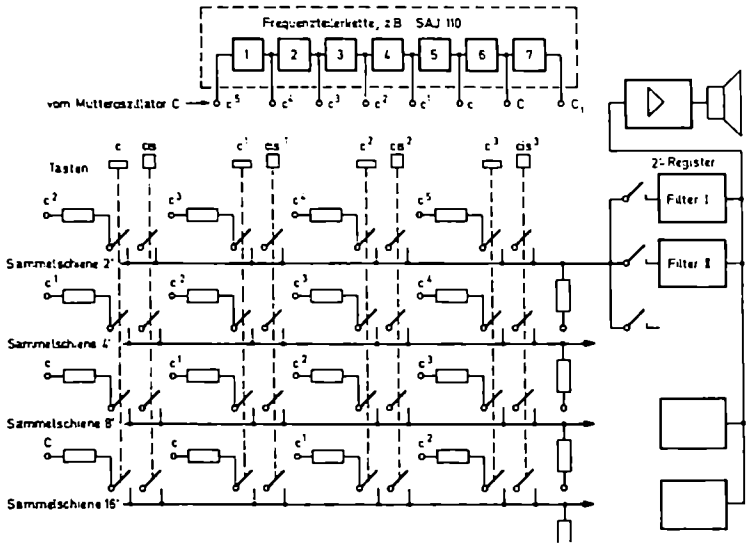


Bild 39: Verharfung der mechanischen Kontakte in einer elektronischen Orgel

Das einem Kreuzschienenverteiler ähnliche System von Leitungen, dessen Schema Bild 40 zeigt und das die Ausgänge der Mutteroszillatoren und Frequenzteiler in geeigneter Weise mit den Tastenkontakten verbindet, wird Verharfung genannt. An jeder Taste wird eine Verharfungsleitung jeweils mit dem Kontakt derjenigen Fußlage verbunden, dem die Frequenz der betreffenden Taste entspricht. Zum Beispiel führt in Bild 40 die Verharfungsleitung vom Frequenzteilerausgang c^3 zum 8'-Kontakt der Taste c^3, zum 4'-Kontakt der Taste c^2, zum 2'-Kontakt der Taste c^1 und so weiter.

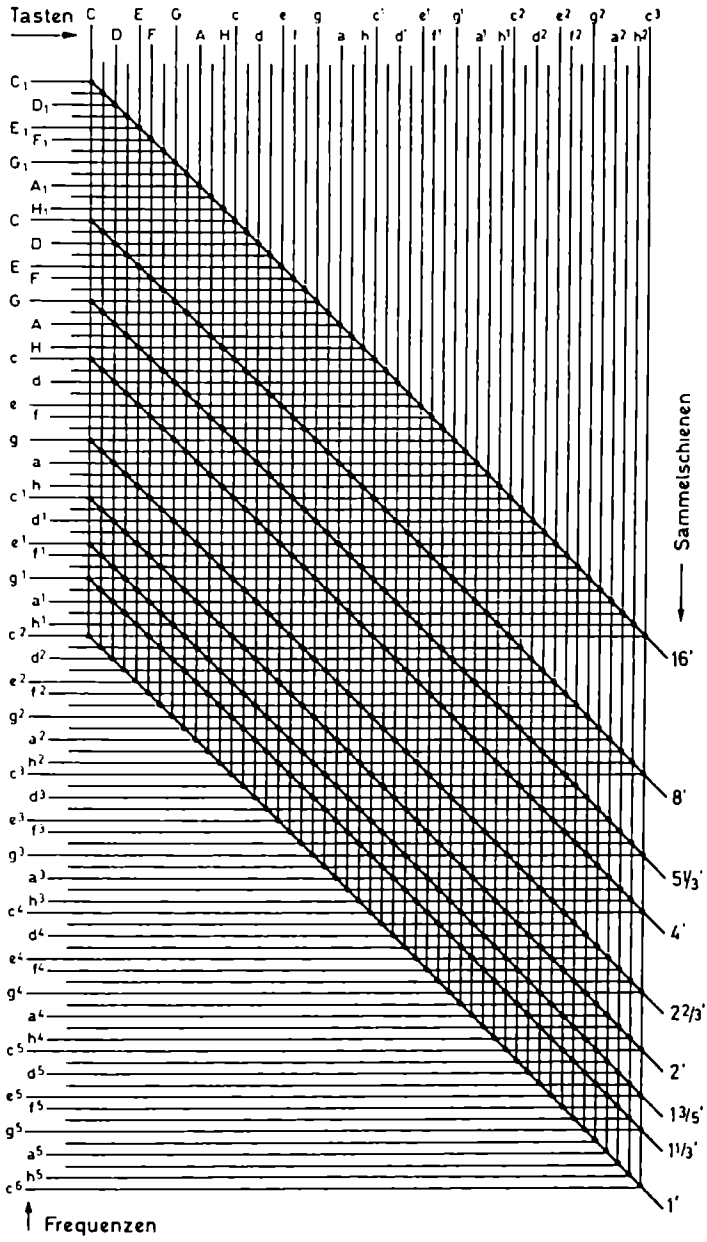


Bild 40: Verharfungsschema für ein vier Oktaven umfassendes Manual. Die durch Punkte dargestellten Koppelpunkte können mechanische Tastenkontakte oder elektronische Gatterelemente sein.

4. 2. Das integrierte Orgelgatter TBA 470

Mechanisch bewegte Tastenkontakte unterliegen der Korrosion und der Verschmutzung und können ermüden. Daher war man sehr interessiert daran, diese Kontakte durch elektronische Bauelemente zu ersetzen, um die Zuverlässigkeit der Orgel zu erhöhen und den Aufwand für Wartung und Reparaturen zu vermindern. Durch die Entwicklung des integrierten Orgelgatters TBA 470 durch INTERMETALL wurde es möglich, die Zahl der mechanischen Kontakte auf einen pro Taste zu reduzieren. Das integrierte Orgelgatter TBA 470, dessen Innenschaltung Bild 41 zeigt, kann in den nachstehend beschriebenen drei Schaltungsanordnungen A, B und C eingesetzt werden. Die drei Schaltungsvarianten unterscheiden sich im wesentlichen in der Anordnung von Tastenkontakt, Signaleingang und Fußlagenschalter. Die Effekte Sustain, Perkussion, Kontrakussion und Piano-Forte sind möglich, wie in Abschnitt 5. ausgeführt wird.

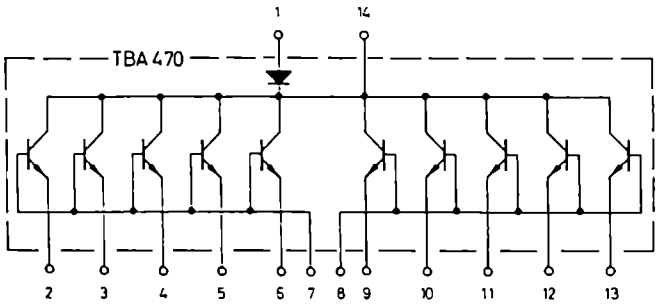


Bild 41: Innenschaltung des integrierten Orgelgatters TBA 470

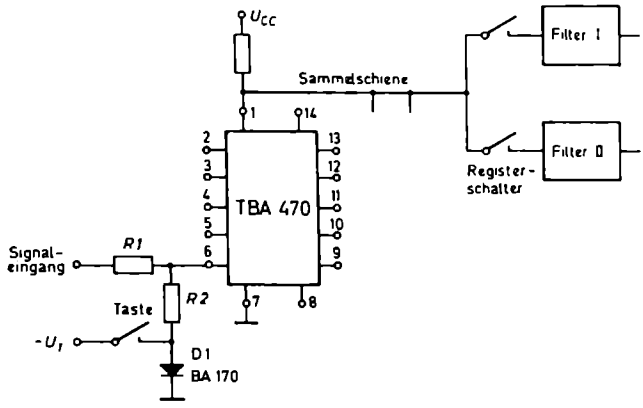


Bild 42: Integriertes Orgelgatter TBA 470 in Grundschaltung A

Schaltung A

Bei der Schaltung A (Bild 42) sind die Tastenkontakte (nur ein Kontakt je Taste!) und die Signaleingänge an den Emittern der Transistoren des TBA 470 angeschlossen. Die Registerschalter liegen zwischen der Sammelschiene und den Klangfiltern. Diese am häufigsten angewandte Schaltungsanordnung eignet sich für Orgeln, in denen jede Fußlage an ein oder mehrere Klangfilter angeschlossen ist. Außerdem läßt sich jede Fußlage in eine oder mehrere Zehnergruppen von Tönen aufspalten, die dann getrennten Filtern (zum Beispiel Sinusfiltern nach Abschnitt 7.) zugeführt werden. Man schließt über fünf Tastenkontakte fünf aufeinanderfolgende Töne an die eine Hälfte der integrierten Schaltung an, während die andere Hälfte desselben TBA 470 für die folgenden fünf Töne der Tonleiter benutzt wird.

Schaltung B

In der Schaltung B (Bild 43) werden die Fußlagenschalter und die Tastenkontakte über die Widerstände *R1* und *R2* jeweils an den Emitter angeschlossen. Bei Betätigung des Fußlagenschalters und der Taste wird das Gatter leitend, und an der Sammelschiene tritt die Summe aller Signale auf, die über verschiedene Gatter eingeschaltet sind. Mit zwei voneinander entkoppelten Ausgängen lassen sich feste und mitlaufende Formanten (letztere durch Sinusbildung) verwirklichen.

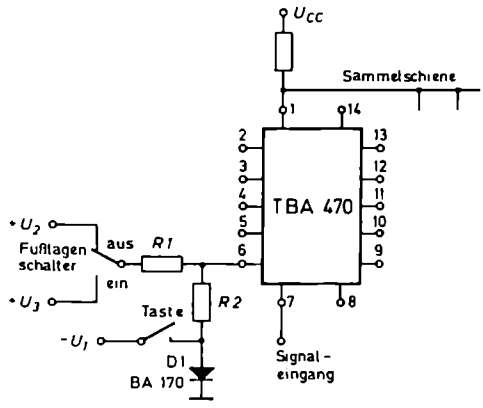


Bild 43: Integriertes Orgelgatter TBA 470 in Grundschaltung B

Schaltung C

Wenn der Fußlagenschalter und der Signaleingang an den Emitter der integrierten Schaltung angeschlossen werden, erhält man die Schaltung C (Bild 44). Der Tastenkontakt liegt in der Basisleitung des Transistors. Da am Kollektor bzw., wenn mehrere Kollektoren zusammengeschaltet sind,

an der Sammelschiene Töne verschiedener Fußlagen addiert sind, ist diese Schaltung für Orgeln geeignet, bei denen alle Fußlagen denselben Klangcharakter haben sollen. Wie bei der Schaltung B ist auch hier die integrierte Schaltung bei Orgeln mit fünf Oktaven und fünf Fußlagen optimal ausgenutzt.

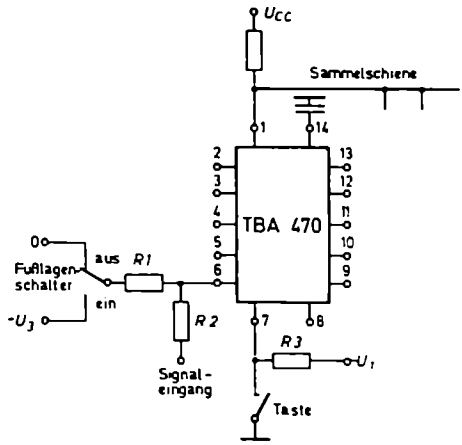


Bild 44: Integriertes Orgelgatter TBA 470 in Grundschaltung C

Die Dimensionierung einer Gatterstufe sei am Beispiel der Schaltung A erläutert. Wegen der einfacheren Darstellung wird dabei jedoch nur ein Transistor (ein Gatter) betrachtet, siehe Bild 45. Bei geöffnetem Tastenkontakt darf am Ausgang (Kollektor) kein Signal auftreten, das heißt, das Gatter ist gesperrt, siehe Diagramm Bild 46a. Das Eingangssignal U_S kann zum Beispiel ein Ausgang des siebenstufigen integrierten Frequenz-

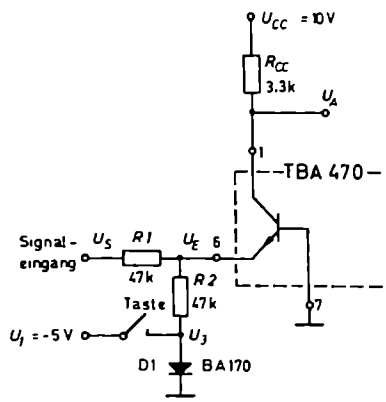


Bild 45: Funktion und Dimensionierung einer Gatterstufe

teilers SAJ 110 liefern, der bei einer Versorgungsspannung von 10 V ein Ausgangssignal von 8,5 . . . 9 V abgibt. Wenn man die Widerstände *R1* und *R2* zu je 47 kΩ wählt, erhält man am Emitter eine Rechteckspannung U_E, die sich zwischen etwa 0,3 V und 4,5 V ändert. Das Gatter ist also gesperrt. In diesem Fall beträgt die Emitter-Basis-Spannung 4,5 V.

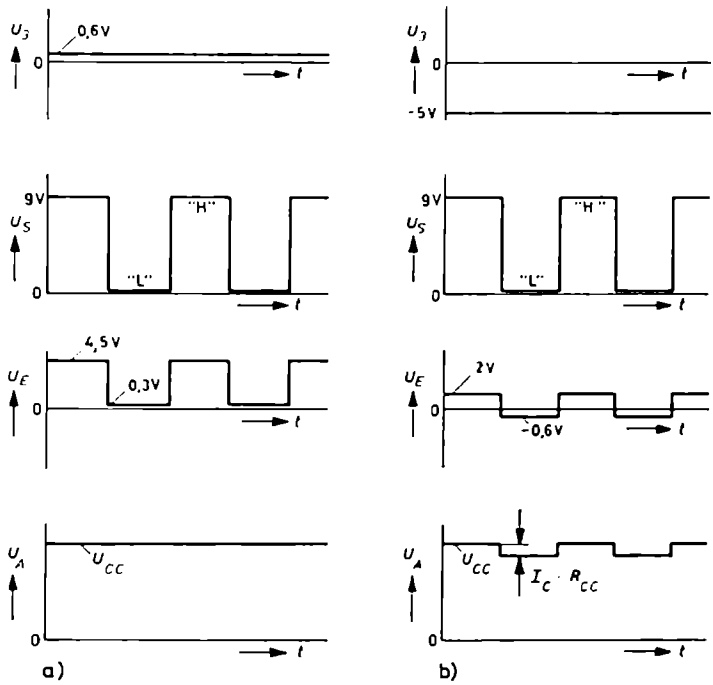


Bild 46: Signale in Schaltung Bild 45
a) bei geöffnetem Tastenkontakt
b) bei geschlossenem Tastenkontakt

Die Widerstände *R1* und *R2* sollen groß gegen den Eingangswiderstand h_{11b} des Transistors in Basisschaltung sein, um eine Stromsteuerung des Transistors zu gewährleisten. Der Eingangswiderstand h_{11b} dieser Gatterstufe beträgt etwa 260 Ω bei einem Emitterstrom von 0,1 mA.

Wenn der Tastenkontakt geschlossen ist, unterscheidet man zwischen der Eingangssignalamplitude U_S im „H"-Zustand (+ 9 V) und der Eingangssignalamplitude U_S im „L"-Zustand (0 V), siehe Bild 46b. Im ersten Fall liegt am Emitter die Spannung U_E = + 2 V, die den Transistor noch immer gesperrt hält. Der Transistor wird erst dann leitend, wenn das Emitterpotential etwa − 0,6 V erreicht. Im zweiten Fall, Eingangssignalamplitude U_S im „L"-Zustand, wird der Transistor leitend. Die Spannungen U_S und U_I sowie die zugehörigen Widerstände *R1* und *R2* bilden am Emitter eine Stromquelle mit dem Generatorwiderstand 23,5 kΩ, die

einen Emitterstrom von – 81 µA fließen läßt. Etwa der gleiche Strom fließt im Kollektorkreis, so daß am Lastwiderstand das Ausgangssignal mit der Amplitude $U_A = I_C \cdot R_{CC}$ entsteht.

Die Bilder 47, 48 und 49 erläutern, wie Verharfungen mit nur einem Tastenkontakt nach den Grundschaltungen A, B und C auszuführen sind. Meist wird die Verharfung nach Bild 47 gewählt, da sie den Vorzug hat, die verschiedenen Fußlagen auf getrennte Sammelschienen zu schalten. Das entspricht dem bewährten Konzept nach Bild 39, bei dem einzelne Fußlagen-Sammelschienen oder Teile dieser Sammelschienen zu den Klangfiltern geführt werden.

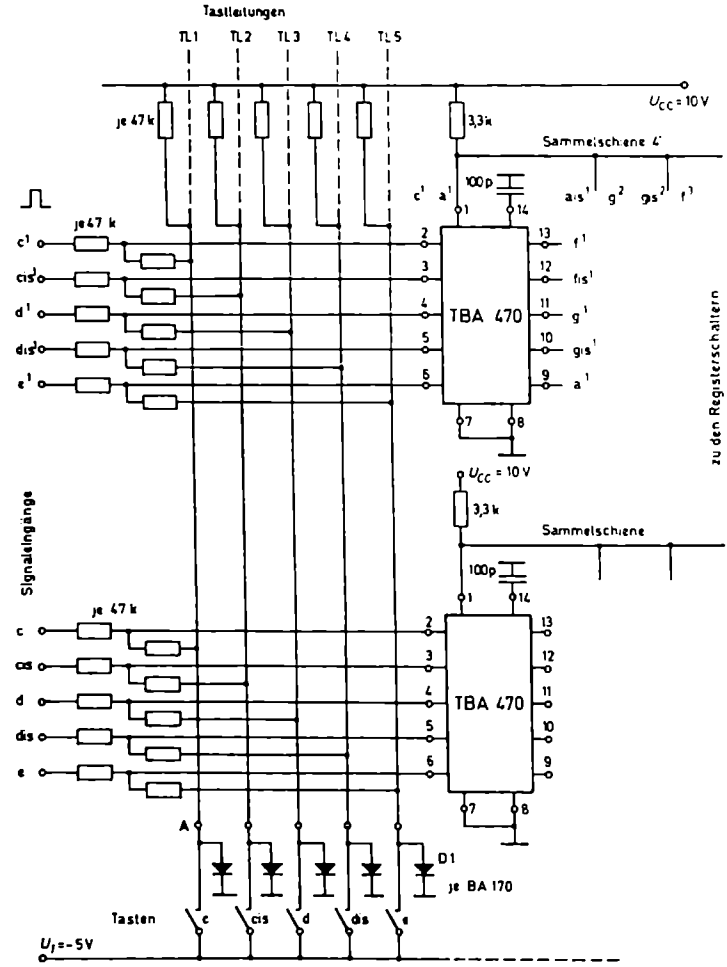


Bild 47: Verharfung nach Grundschaltung A (Bild 42)

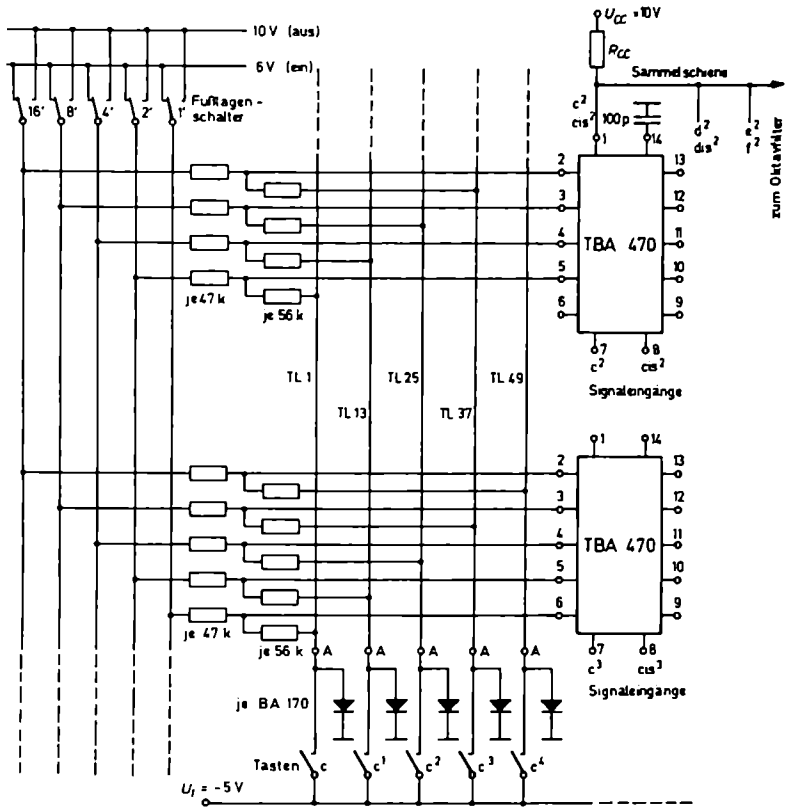


Bild 48: Verharfung nach Grundschaltung B (Bild 43)

4. 3. Störspannungsunterdrückung

In der Kollektorleitung des TBA 470 befindet sich eine Diode (siehe Bild 41), deren Anode an Anschluß 1 und deren Katode am Kollektoranschluß 14 angeschlossen ist. Sie dient zur Unterdrückung von Störspannungen, wie nachstehend erläutert wird.

Trotz der extrem kleinen Kollektor-Basis-Kapazität des TBA 470 können steile Flanken der rechteckförmigen Signalspannungen bei gesperrtem Gatter vom Eingang des Gatters, Emitter oder Basis, auf den Kollektor übertragen werden, deren Summe eine nicht zu vernachlässigende Störspannung erzeugt. Um diese Störspannung von der Sammelschiene fernzuhalten, wird zwischen Kollektor und Sammelschiene die erwähnte integrierte Diode geschaltet, die bei gesperrtem Gatter, entsprechend dem Kollektorstrom null, hochohmig ist. Als Signalausgang ist also stets der Anschluß 1 des TBA 470 zu wählen. Das Verhältnis der Scheitelwerte von Signal- und Störspannung beträgt dann etwa 95 dB je Eingang. Falls

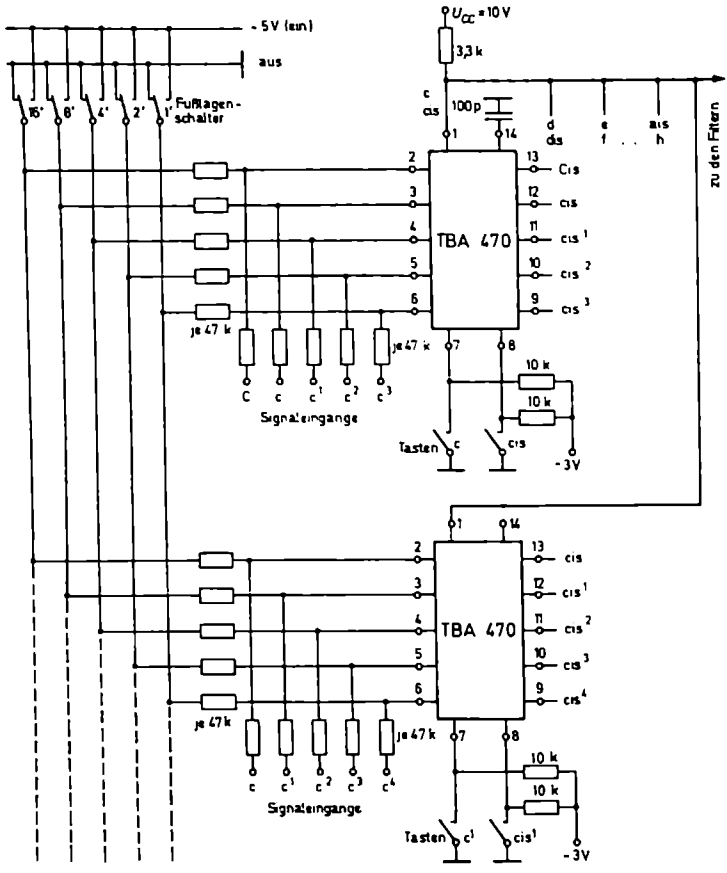


Bild 49: Verharfung nach Grundschaltung C (Bild 44)

erforderlich, kann mit Hilfe eines zwischen Anschluß 14 und Masse zu schaltenden Kondensators von 100 pF (siehe Bild 47) der Störabstand auf etwa 120 dB je Eingang erhöht werden.

Bei mehrchörigen Instrumenten kann es durch unerwünschte Verkopplung von Signalen über die Tastleitungen TL zur Übertragung von Subharmonischen der angeschlagenen Töne kommen, wenn nicht die Dioden D1 (Bild 47) vorgespannt und damit ausreichend niederohmig gemacht werden. Aus diesem Grunde ist es zweckmäßig, die Tastleitungen über je 47 kΩ mit der Versorgungsspannung U_{CC} zu verbinden.

4. 4. Schaltknackbeseitigung

Verwendet man das integrierte Orgelgatter TBA 470 in den in den Bildern 42 bis 44 angegebenen Grundschaltungen, so tritt jeweils beim Schließen

und beim Öffnen des Tastenkontaktes ein Schaltknack (Bounce) auf. Um diesen Knack zu unterbinden, genügt es nicht, an den Ausgängen der Sammelschienen eine Beschneidung der tiefen Frequenzen durch Rumpelfilter vorzunehmen, da das Frequenzspektrum des Schaltknacks auch höherfrequente Anteile enthält. Die Entstehung des störenden Schaltknacks hat zwei Ursachen, die im folgenden aufgezeigt werden sollen. Die für die Grundschaltungen nach den Bildern 42 und 43 vorgeschlagenen Maßnahmen zur Beseitigung des Schaltknacks berücksichtigen speziell die Verwendung von Hüllkurvenschaltungen, wie sie im Abschnitt 5. beschrieben werden.

In den Gatter-Grundschaltungen der Bilder 42 und 43 wird beim Drücken einer Taste eine Signalspannung an die Sammelschienen durchgeschaltet, die sich aus einer Gleich- und einer Wechselspannungskomponente zusammensetzt, wie Bild 50a verdeutlicht. Nach dem Schließen des Tastenkontaktes wird der Mittelwert der positiven Kollektorspannung am Anschluß 1 des TBA 470 um einen Betrag ΔU_{CC} kleiner. Der nachgeschaltete Verstärker empfängt also neben der Wechselspannung einen Gleichspannungssprung, den der Lautsprecher als dumpfen Knall wiedergibt.

Zur Beseitigung der Gleichspannungskomponente $-\Delta U_{CC}$ auf der Sammelschiene braucht man nur, solange die Taste gedrückt ist, die Versorgungsspannung U_{CC} der Gatter um einen Betrag $+\Delta U_{CC}$ anzuheben, so daß der Mittelwert des Signals an der Sammelschiene konstant bleibt (Bild 50b). Das läßt sich mit einer von den Tastleitungen TL (Bild 47) gesteuerten Regelschaltung sehr einfach durchführen, da ja mit den Tastenkontakten Gleichspannungen geschaltet werden.

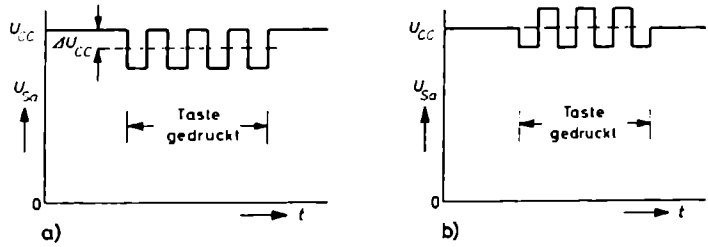


Bild 50: Spannungen an der Sammelschiene
a) ohne Schaltknackunterdrückung
b) mit Regelschaltung zur Schaltknackunterdrückung

Bild 51 zeigt in gestrichelter Umrandung den erforderlichen Schaltungsaufwand [13]. Sind alle Tastenkontakte offen, so stellt sich eine Versorgungsspannung von $U_{CC} = 5$ V ein, festgelegt durch den Spannungsteiler *R1*, *R2* und die Basis-Emitter-Spannung des Komparatortransistors T1. Die Basis des Transistors T1 ist über Dioden D2 und je einen Widerstand $R3 = 220$ kΩ mit allen Tastleitungen TL verbunden. Werden eine oder mehrere Tasten gedrückt, so erhalten die zugehörigen Tastleitungen eine negative Spannung, und der demzufolge durch die Widerstände R3 fließende Strom bewirkt eine Änderung des Spannungsteilerverhältnisses

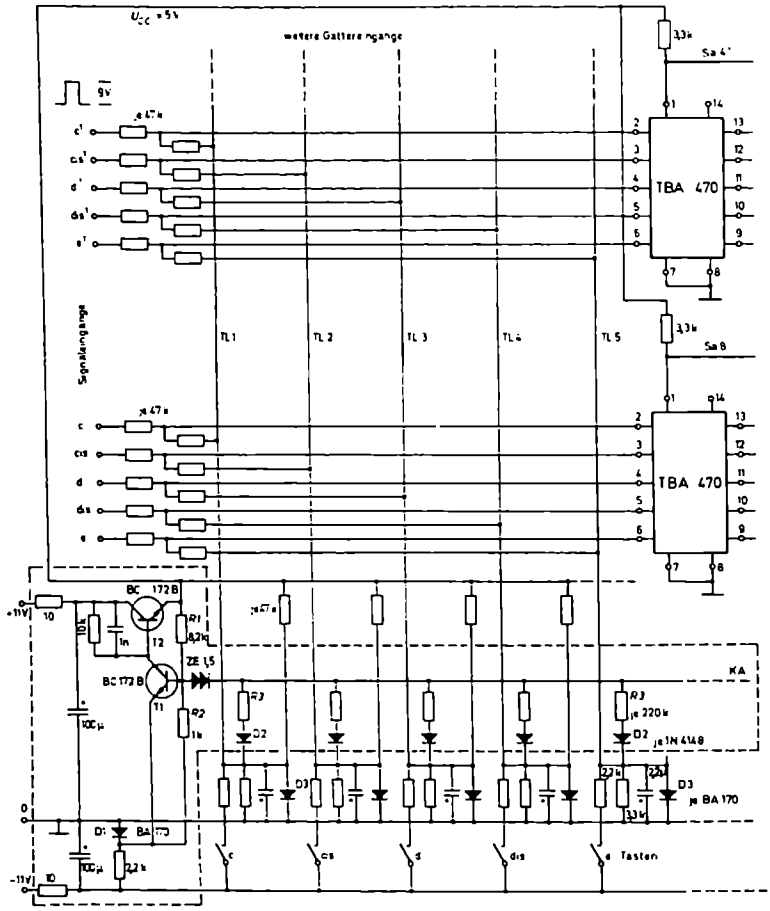


Bild 51: Gatterschaltung mit Schaltknackunterdrückung durch Regelung der Kollektorspannung und Hüllkurven-Zeitkonstanten

R1/*R2*. Das hat eine Erhöhung der geregelten Ausgangsspannung auf den Wert $U_{CC} + n\Delta U_{CC}$ zur Folge. Dabei ist n die Zahl der gedrückten Tasten.

Bei offenen Tastenkontakten entstehen an den zugehörigen Dioden D3 von den tonfrequenten Eingangssignalen herrührende Wechselspannungen von einigen Millivolt. Um zu verhindern, daß diese Wechselspannungen die Regelschaltung ansteuern und sich infolgedessen der Versorgungsspannung U_{CC} überlagern, wird in Reihe mit jedem Widerstand *R3* eine Entkopplungsdiode D2 geschaltet. Deren Sperrwirkung wird durch ein Absenken des Potentials am Fußpunkt des Spannungsteilers mit Hilfe der Diode D1 erhöht.

Mit der Diode ZE 1,5 wird die Schwellenspannung der Regelschaltung an die Emitterpotentiale der integrierten Gatter TBA 470 angeglichen. Diese Angleichung ist insbesondere dann wichtig, wenn die Orgel Hüllkurvenschaltungen enthält, bei denen die Spannung U_{TL} an den Tastleitungen variabel ist und sowohl Gatter als auch Regelschaltung beim selben Wert von U_{TL} ansprechen müssen. Die Bauelemente *R3*, D2 und D3 können vorteilhaft auf den Printplatten der Hüllkurvenschaltungen untergebracht werden.

Die Abhängigkeit des Mittelwerts der Sammelschienenspannung U_{Sa} von der Tastspannung U_{TL} ist in Bild 52 dargestellt. Der Unterschied zwischen nichtgeregelter Versorgungsspannung (Kurve A) und geregelter Versorgungsspannung (Kurve B) ist hier für den Fall von fünf gleichzeitig gedrückten Tasten gezeigt. Man sieht aus Kurve B, daß bei der Schaltung Bild 51 für keinen Wert von U_{TL} eine Gleichspannungsverschiebung an der Sammelschiene auftritt. Daraus folgt, daß sich die angegebene Regelschaltung unverändert auch dann einsetzen läßt, wenn sich beim Drücken der Taste die Tastspannung U_{TL} nicht schlagartig, sondern allmählich ändern soll, wie es für die Erzeugung von Hüllkurveneffekten erforderlich ist. Eine zusätzliche Siebung der gemeinsamen Versorgungsspannung U_{CC} ist nicht möglich, da diese Spannung sonst einer Änderung der Tastspannung nicht verzögerungsfrei folgen könnte.

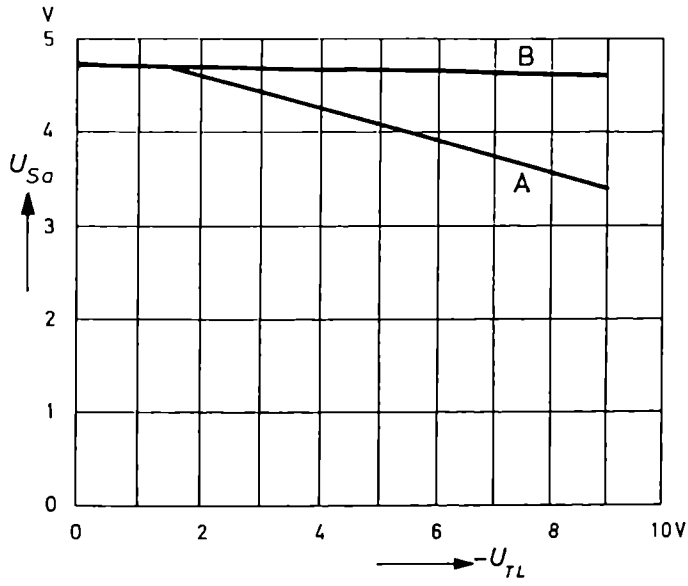


Bild 52: Mittelwert der Sammelschienenspannung in Abhängigkeit von der Tastenspannung bei fünf gedrückten Tasten
a) ohne Schaltknackunterdrückung
b) mit Schaltknackunterdrückung

Die im Bild 51 gezeigte Regelschaltung kann für diejenigen Fußlagen-Sammelschienen gemeinsam benutzt werden, die nicht unterteilt sind. Eine Unterteilung der Sammelschienen in Zehnton-Gruppen ist beispielsweise erforderlich, wenn mit Hilfe von Tiefpaßfiltern (siehe Abschnitt 7.) aus den Rechteckspannungen der Sammelschienen Sinusspannungen gewonnen werden sollen. In diesem Fall ist für jeden Sammelschienenabschnitt eine getrennte Regelschaltung erforderlich.

Durch das Konstanthalten des Mittelwerts der Sammelschienenspannung ist jedoch der Schaltknack noch nicht vollständig beseitigt, denn es bleibt noch das schlagartige Einsetzen und Aufhören eines Wechselspannungsimpulses. Nach der Laplace-Transformation [20] analysiert, enthält ein solcher Wechselspannungsimpuls als einmaliger oder bei Stakkato-Spiel auch periodisch wiederholter Vorgang neben den diskreten Spektrallinien des Tonfrequenzsignals ein kurzzeitig auftretendes kontinuierliches Spektrum, das vom Ohr ebenfalls als Knack wahrgenommen wird. Dieser zweite Anteil des Schaltknacks kann unterdrückt werden, indem man die Amplitude des Wechselspannungsimpulses allmählich ansteigen oder abfallen läßt. Erfahrungsgemäß genügt es, die Hüllkurve mit einer Zeitkonstante von etwa 5 ms ansteigen oder abfallen zu lassen. Das ist beispielsweise realisierbar durch die beiden Widerstände 2,2 kΩ und 3,3 kΩ in Verbindung mit dem 2,2-µF-Kondensator am Eingang jeder Tastleitung (Bild 51). Diese *RC*-Glieder können entfallen, wenn die im Abschnitt 5. beschriebenen Hüllkurvenschaltungen verwendet werden, denn dort sind solche Zeitkonstanten impliziert.

4. 5. Daten des TBA 470

Monolithisch integrierte Schaltung in Bipolartechnik, vorzugsweise geeignet zum Einsatz in elektronischen Orgeln. Sie enthält 10 Transistoren, die jeweils einen mechanischen Tastenkontakt ersetzen. Dadurch wird es möglich, die Anzahl der mechanischen Kontakte (bei herkömmlichen Orgeln bis zu 10 Kontakte pro Taste) auf einen einzigen Kontakt pro Taste zu reduzieren.

Die zu schaltenden Tonfrequenzsignale können entweder als Ströme in die 10 Emitter eingespeist oder an die beiden Basisanschlüsse angelegt werden. Die Durchschaltung einzelner Signale zum gemeinsamen Kollektor wird durch Gleichspannung vorgenommen. Die Summe der durchgeschalteten Tonsignale wird über eine integrierte Diode am Anschluß 1 abgenommen. Diese Diode unterdrückt in Verbindung mit einem zwischen Anschluß 14 und Masse zu schaltenden Kondensator unerwünschte Spannungsspitzen, die über gesperrte Transistoren an den gemeinsamen Kollektor gelangen könnten.

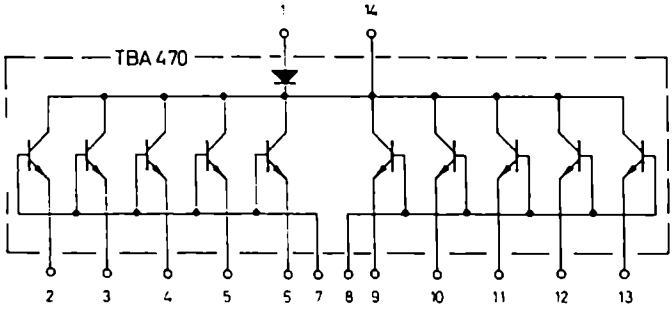
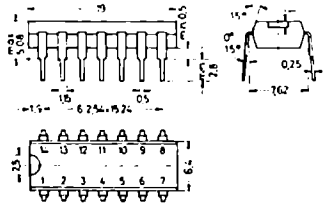


Bild 53: Innenschaltung des TBA 470

Bild 54:
TBA 470 „A" im Dual-in-Line-Kunststoffgehäuse TO-16 (Dil) 20 A 14 nach DIN 41 866

Gewicht ca. 1,1 g Maße in mm

Auf besonderen Wunsch ist auch eine Ausführung TBA 470 „B" in Quad-in-Line (Quil) lieferbar.



Grenzwerte

Kollektorstrom (Anschluß 14 oder 1)	I_C	25	mA
Emitterstrom (je Emitter)	I_E	5	mA
Basisstrom (Anschluß 7 oder 8)	I_B	25	mA
Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CE0}	22	V
Verlustleistung insgesamt bei $T_U = 60\,°C$	P_{tot}	250	mW
Umgebungstemperaturbereich	T_U	$-10 \ldots +60$	°C

Kennwerte eines Transistors
bei $T_U = 25\,°C$

Kollektor-Basis-Stromverhältnis bei $U_{CE} = 2$ V, $I_C = 1$ mA	B	> 40	
Kollektor-Sättigungsspannung bei $I_C = 1$ mA, $I_B = 0{,}1$ mA	U_{CEsat}	$< 0{,}4$	V
Kollektor-Emitter-Reststrom bei $U_{CE} = 15$ V	I_{CE0}	< 100	nA

5. Hüllkurvenschaltungen

5. 1. Grundlegendes

Bei den bisher beschriebenen Grundschaltungen mit dem integrierten Orgelgatter TBA 470 erklingt jeder Ton mit rechteckförmiger Hüllkurve. Die Lautstärke ist dabei unabhängig von der Art des Tastenanschlags. Das so entstehende Klangbild erscheint dem Ohr unnatürlich, da alle mechanischen Musikinstrumente Ein- und Ausschwingvorgänge haben, die die Rechteckform erheblich verändern. So ist zum Beispiel ein von einem rückwärts laufenden Tonband wiedergegebenes Klavierspiel nicht leicht als solches zu erkennen. Um natürliche Klangbilder besser annähern zu können, rüstet man elektronische Orgeln meist mit den Effekten Perkussion, Sustain, Kontrakussion und neuerdings Piano-Forte aus.

Als P e r k u s s i o n bezeichnet man einen Effekt, bei dem ein angeschlagener Ton nur kurz anklingt und danach allmählich verklingt wie bei Schlag- oder Zupfinstrumenten, z. B. Xylophon, Zither, Harfe, Spinett oder beim Pizzikato-Spiel. Die Zeitkonstante des Ausklingvorgangs sollte bei einem elektronischen Musikinstrument in weiten Grenzen einstellbar sein.

Beim S u s t a i n - Effekt klingt der Ton mit voller Amplitude, solange die Taste gedrückt ist. Nach Loslassen der Taste klingt der Ton allmählich aus, wie z. B. bei der Pfeifenorgel und bei Streich- und Blasinstrumenten. Auch hier sollte die Ausklingzeit einstellbar sein.

Mit dem Effekt K o n t r a k u s s i o n wird erreicht, daß nach Drücken der Taste der Ton nicht schlagartig, sondern allmählich einsetzt, eventuell mit einstellbarer Zeitkonstante.

Weiterhin ist es möglich, die Lautstärke eines Tones von der Schnelligkeit, der Kraft oder dem Hub des Tastenanschlags abhängig zu machen, so daß elektronische Musikinstrumente auch mit dem Vorzug des Klaviers ausgestattet werden können, die Lautstärke durch den Anschlag zu beeinflussen. Man bezeichnet diesen Effekt als P i a n o - F o r t e.

Die im folgenden beschriebenen Hüllkurvenschaltungen zur Erzeugung dieser Effekte werden jeder Taste einmal zugeordnet und wirken auf alle mit dem zugehörigen Manual spielbaren Fußlagen.

5. 2. Einfache Sustainschaltung

Im Bild 55 ist eine einfache Sustainschaltung für die Gatterschaltung nach Bild 47 dargestellt. Beim Drücken der Taste wird die negative Spannung U_1 dem Emitter des Gattertransistors zugeführt, was ein sofortiges Einsetzen des Tones zur Folge hat. Beim Loslassen der Taste entlädt sich der negativ aufgeladene Kondensator *C1* langsam über die Widerstände *R1* und *R2*, so daß das Sperren des Gatters allmählich erfolgt und damit auch der Ton langsam ausklingt. Wenn der Ausgangswiderstand der Spannungsquelle für die Tastenspannung U_1 sehr klein ist, sollte in Reihe mit dem Kondensator *C1* ein Schutzwiderstand geschaltet werden, um

Tastenkontakt und Kondensator zu schützen und den durch Wechselspannungssprung verursachten Anteil des Schaltknacks zu unterdrücken. Mit dem Sustainschalter kann die Sustainfunktion ein- und ausgeschaltet werden. In der Stellung „aus" wird der Kondensator *C1* schnell über den Widerstand *R3* entladen, so daß der Ton entsprechend schnell ausklingt.

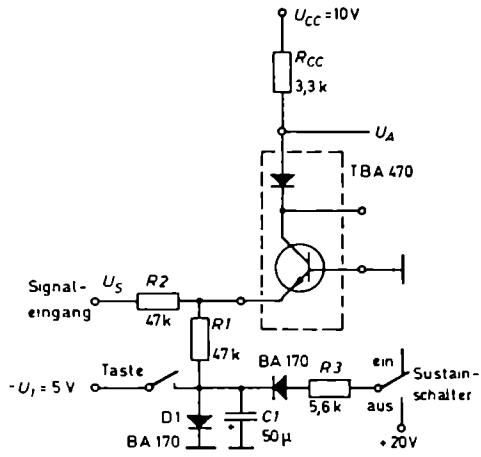


Bild 55: Einfache Sustainschaltung

Bild 56 zeigt die Hüllkurve der Gatter-Ausgangsspannung. Das *RC*-Glied *R3, C1* ist für jede Taste einmal erforderlich. Zur Unterdrückung des Schaltknacks durch Gleichspannungssprung werden an die Anoden der Dioden D1 die Katoden der in Bild 51 mit D2 bezeichneten Entkopplungsdioden angeschlossen.

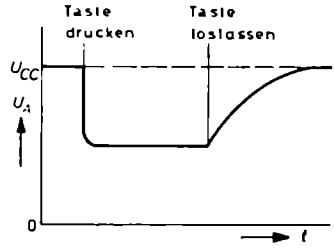


Bild 56: Hüllkurve der Ausgangsspannung der Schaltung Bild 55

5. 3. Schaltung für Sustain und Perkussion

Bild 57 gibt eine Schaltung wieder, die sowohl Perkussion als auch Sustain ermöglicht. Für normales Spiel wird in Schalterstellung „Sustain" eine extrem kurze Ausklingzeit eingestellt. Die gestrichelt umrandete Baugruppe ist für jede Taste einmal vorzusehen. Sie ersetzt einen der in

den Bildern 47 oder 48 gezeichneten Tastenkontakte, indem dort am Punkt A aufgetrennt wird. Diese Baugruppe enthält bereits den von U_{CC} an die Tastleitungen zu schaltenden 47-kΩ-Widerstand, so daß er in Bild 47 fortgelassen werden muß.

Bei Sustain wird durch Spitzengleichrichtung einer Wechselspannung mit außerhalb des Hörbereichs liegender Frequenz von etwa 30 kHz der Transistor T1 (Bild 57) leitend gehalten, solange die Taste gedrückt ist. Dabei lädt sich der Koppelkondensator *C1* auf, so daß nach Loslassen der Taste der Transistor T1 zunächst leitend bleibt. Der Koppelkondensator *C1* entlädt sich nun einerseits durch den Basisstrom von T1 und über *R1* sowie andererseits durch einen vom Ausklingzeit-Potentiometer P1 eingespeisten Strom, so daß Basis- und Emitterspannung allmählich ansteigen und somit die angeschlossenen Gatter in den Sperrbereich übergehen. Die Ausklingzeit läßt sich mit P1 zwischen 30 und 600 ms kontinuierlich einstellen. Für den 30-kHz-Oszillator wird eine Schaltung nach Bild 5 vorgeschlagen.

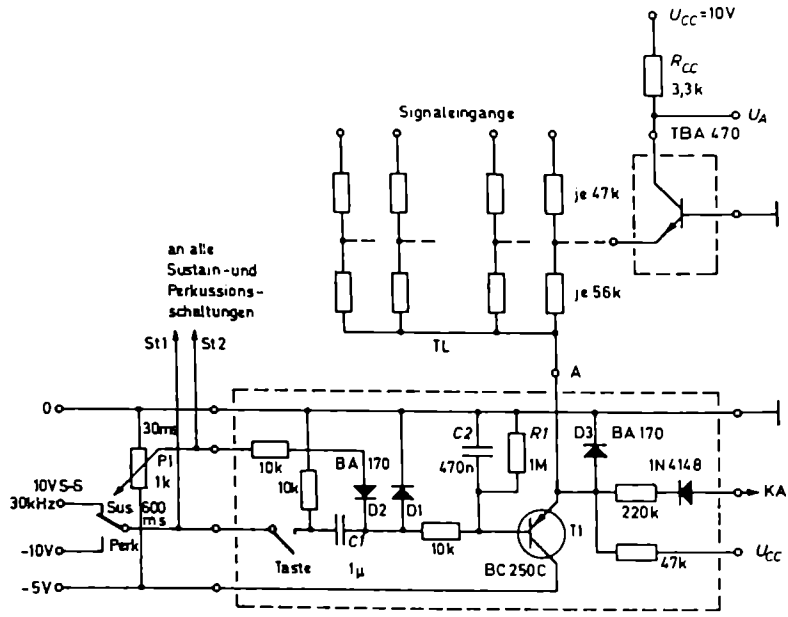


Bild 57: Schaltung für Sustain und Perkussion

In Bild 57 ist ein Basis-Siebkondensator *C2* vorgesehen, der ein bouncefreies Einsetzen des Tones mit einer Zeitkonstante von etwa 8 ms bewirkt. Die Hüllkurve des Ausgangssignals, hier nur qualitativ dargestellt, ist in Bild 58 gezeigt.

Bei Perkussion wird dem Koppelkondensator *C1* ein negativer Spannungssprung zugeführt, so daß die Umladung unmittelbar nach Drücken

der Taste einsetzt. Der Basis-Siebkondensator *C2* bewirkt auch hier ein bounce-freies Öffnen des Gatters. Eine Änderung der Ladezeit ist durch Verstellen des Potentiometers P1 in weiten Grenzen möglich. Nach Loslassen der Taste endet der Ton schlagartig.

In Schalterstellung „Sustain" ist die Schaltung sofort nach Loslassen der Taste wieder einsatzbereit, in Stellung „Perkussion" nach etwa 30 ms. Das bedeutet, daß auch bei sehr schnell wiederholtem Tastenanschlag jeder Ton mit voller Amplitude erklingt.

Die mit KA bezeichnete Verbindung führt zwecks Unterdrückung des Schaltknacks durch Gleichspannungssprung zur Leitung KA in Bild 51; und der 47-kΩ-Widerstand dient der Unterdrückung von Subharmonischen.

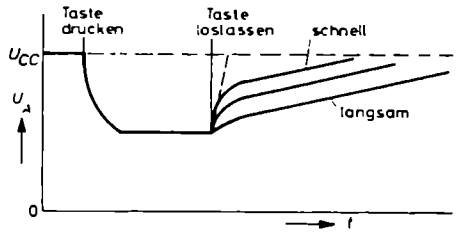


Bild 58: Hüllkurve der Ausgangsspannung der Schaltung Bild 57

5. 4. Vielseitige Piano-Forte-Schaltung

5. 4. 1. Piano-Forte-Effekt

Beim Klavier wird die Lautstärke durch die Stärke des Tastenanschlags bestimmt. Drückt man die Klaviertaste langsam nieder, so bewegt sich der Hammer bis kurz unter die Saite, und der Dämpfer hebt ab. Die Saite könnte jetzt frei schwingen, tut es aber nicht, da ihr der Anstoß dazu fehlt. Wird die Taste nicht sanft niedergedrückt, sondern mehr oder weniger kräftig angeschlagen, so wird der Hammer mehr oder weniger kräftig gegen die Saite geschleudert, und diese erklingt mit einer Lautstärke, die von der Stärke des Anschlags abhängt. Wird die Taste losgelassen, so fällt der Dämpfer auf die Saite und läßt den Ton schnell ausklingen. Die Klaviermechanik erlaubt also je nach Stärke des Anschlags ein lautes oder ein leises Spiel und hat dadurch den Siegeszug des „Pianoforte" begründet.

Die Dämpfer können durch Treten des rechten Pedals außer Betrieb gesetzt werden. Dabei werden alle Dämpfer so weit angehoben, daß das Schwingen der Saiten nicht mehr behindert ist. Als Effekt ergibt sich, daß alle Töne auch nach Loslassen der Taste weiterklingen, bis die Saiten durch ihre Eigendämpfung aufhören zu schwingen.

Zur Erzielung des Piano-Forte-Effektes in der elektronischen Orgel muß erreicht werden, daß das von den Mutteroszillatoren und den Frequenz-

teilern erzeugte Signal konstanter Amplitude nach einer vom Tastenanschlag abhängigen Hüllkurve an- und ausklingt. Bild 59 zeigt schematisch die Hüllkurven des Klaviertones ohne und mit Pedal. Bei einem elektronischen Musikinstrument wäre es zwar im Prinzip nicht erforderlich, die Lautstärke-Information aus der Geschwindigkeit des Tastenanschlags zu gewinnen. Sie könnte auch vom Tastendruck oder vom Tastenhub abgeleitet werden. Die Wahl fällt trotzdem auf die Steuerung der Lautstärke über die Geschwindigkeit des Tastenanschlags, weil sich eine solche Schaltung mit handelsüblichen Bauteilen verwirklichen läßt und für jede Taste nur ein Umschaltkontakt erforderlich ist.

Die Funktion der für jede Taste einmal benötigten Hüllkurvenschaltung läßt sich durch für alle Tasten gemeinsame Steuerspannungen vielfältig variieren [14].

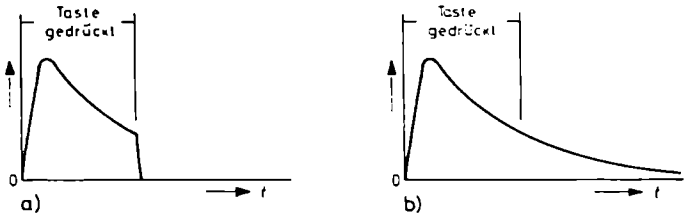


Bild 59: Amplitudenverlauf der Töne beim Klavier
a) ohne Pedal
b) mit Pedal

5. 4. 2. Die Schaltung und ihre Arbeitsweise

In Bild 60 ist eine Hüllkurvenschaltung wiedergegeben, die die Effekte Piano-Forte, Sustain, Perkussion und Kontrakussion in vielfältigen Variations- und Kombinationsmöglichkeiten zu realisieren gestattet. Die Hüllkurvenschaltung wird mit ihrem Ausgang A an alle zu einer Taste gehörenden Gattereingänge so angeschlossen, wie es in Bild 57 angedeutet ist. Der zugehörige Steuergenerator wird in Abschnitt 5. 4. 4. beschrieben, sein Schaltbild zeigt Bild 66.

Um die Beschreibung der Arbeitsweise zu vereinfachen, wird die Durchlaßspannung von Dioden als vernachlässigbar klein angenommen. Weiterhin werden an den Steuerleitungen zunächst folgende Potentiale vorausgesetzt (Bild 60):

St1	10 V
St2	0 V
St3	0 V
St4	offen (nicht beschaltet)
St5	0 V

Die Rechteckflanken der tonfrequenten Rechtecksignale in den nachfolgenden Oszillogrammfotos wurden durch einen *RC*-Tiefpaß weniger steil

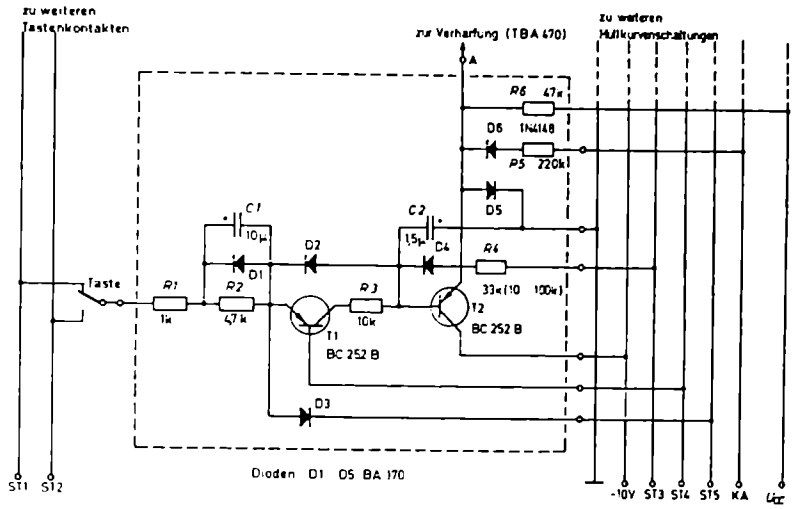


Bild 60: Vielseitige Piano-Forte-Schaltung

und dadurch sichtbar gemacht. Die Angaben in den Bildunterschriften der Hüllkurvenoszillogramme beziehen sich auf das Schaltbild des Steuergenerators, Bild 66.

Klavierspiel mit Pedal

Der Kondensator *C1* in Bild 60 ist über die Diode D3 auf die Spannungsdifferenz von 10 V zwischen den Steuerleitungen St1 und St5 aufgeladen. Wird die Taste gedrückt, so entlädt sich *C1* während der Zeit, in der der Kontaktfinger weder mit St1 noch mit St2 verbunden ist, über den Widerstand *R2*. Sobald der Kontaktfinger mit St2 verbunden ist, verteilt sich die Ladung von *C1* über die Diode D2 und den Widerstand *R1* auf die Kondensatoren *C1* und *C2*. Die Spannung an *C2 ist*, wenn *C2* klein gegen *C1* ist, fast so groß wie die Spannung an *C1* unmittelbar vor Kontaktgabe. Damit wird der Transistor T2 leitend, und das an seinem Emitter entstehende negative Potential kann über den Ausgang A die angeschlossenen Gatter öffnen. Der Kondensator *C1* entlädt sich jetzt weiter über den Widerstand *R2*. Der Kondensator *C2* kann sich, bedingt durch die Diode D2, nur über die Diode D4 und den Widerstand *R4* entladen. Der asymptotisch gegen null strebenden Kondensatorspannung folgt die Emitterspannung von T2, so daß die angeschlossenen Gatter allmählich wieder in den gesperrten Zustand übergehen.

Ein Zurückkehren des Tastenkontaktes in seine Ruhestellung (Kontakt mit St1) hat in diesem Fall keine Auswirkung auf die Entladung von *C2*. Die durch die Ausgangsspannung an A bewirkte Hüllkurve der niederfrequenten Gatter-Ausgangsspannung entspricht der Arbeitsweise „Klavierspiel mit Pedal" und ist in dem Oszillogramm Bild 61 gezeigt.

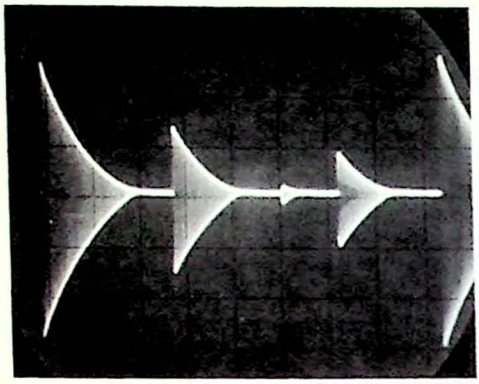


Bild 61: Hüllkurve Klavierspiel mit Pedal, mehrere Töne mit verschiedener Geschwindigkeit angeschlagen, Schleifer von P1 an U_B, P2 etwa Mitte, P3 an Diode, S1, S2 und S3 an a, Zeitmaßstab 1 s/Skt.

Klavierspiel ohne Pedal

Wird die Steuerleitung St4 mit Null verbunden und bleibt St5 offen, so verhält sich die Schaltung beim Drücken der Taste wie eben beschrieben. Der Kondensator *C1* wird in der Ruhelage des Tastenkontaktes jedoch nicht über die Diode D3 geladen, sondern über die Emitterdiode des Transistors T1. Damit wird erreicht, daß der Transistor T1 bei der Rückkehr des Kontaktfingers aus der Arbeitsstellung (St2, 0 V) in die Ruhelage (St1, 10 V) schlagartig leitend wird und die Restladung des Kondensators *C2* sehr schnell abbaut. Der Widerstand *R3* verlängert dabei die Ausklingzeit auf einen für das Ohr angenehmen und vom Schaltknack freien Wert. Die erzielte Hüllkurve entspricht der Arbeitsweise „Klavierspiel ohne Pedal" und ist in dem Oszillogramm Bild 62 gezeigt.

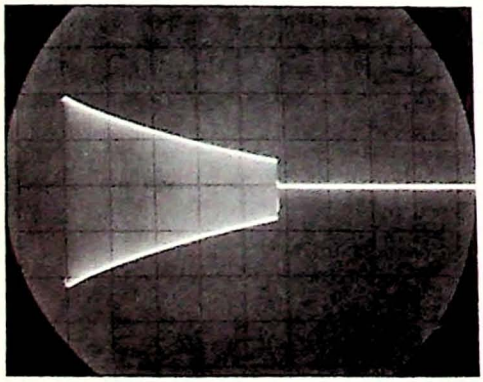


Bild 62: Hüllkurve Klavierspiel ohne Pedal, Schleifer von P1 an U_B, P2 etwa Mitte, P3 an Diode, S1 und S2 an a, S3 an b, Zeitmaßstab 200 ms/Skt.

Ausklingzeit-Änderung und Auskling-Tremolo

Wird die Steuerleitung St3 nicht an Null, sondern an eine positive Spannung gelegt, so wird die Ausklingzeit verkürzt. Das Signal klingt dann allerdings nicht mehr nach einer Exponentialfunktion aus. Schaltet man anstatt der positiven Spannung eine gegen Null negative Rechteckspannung mit veränderlichem Tastverhältnis an die Steuerleitung St3, so verlängert sich die Ausklingzeit, wobei der Exponentialverlauf erhalten bleibt [12]. Die Wirkungsweise läßt sich kurz so beschreiben, daß der Kondensator *C2* über die Diode D4 und den Widerstand *R4* in äquidistanten Zeitintervallen iterativ entladen wird. Bei niedriger Taktfrequenz von etwa 3 bis 10 Hz erhält man ein Auskling-Tremolo wie im Oszillogramm Bild 63 gezeigt.

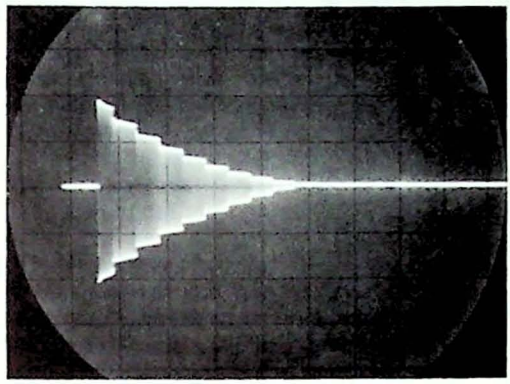


Bild 63: Klavierspiel mit Auskling-Tremolo, Schleifer von P1 an U_B, P2 und P3 etwa Mitte, S1 an b, S2 und S3 an a, Zeitmaßstab 200 ms/Skt.

Orgelspiel mit anschlagabhängiger Lautstärke

Läßt man das Tastverhältnis der an der Steuerleitung St3 liegenden negativen Rechteckspannung gegen den Wert 1 streben, so daß dann an St3 eine negative Gleichspannung liegt, so ist die Diode D4 dauernd gesperrt. Der Kondensator *C2* kann sich dann nur über Leckströme und durch den Basisstrom des Transistors T2 entladen. Ist die dadurch bedingte Zeitkonstante größer als etwa 10 s, so ist ein Orgelspiel mit anschlagabhängiger Lautstärke möglich, da dann erst nach 1 bis 2 s ein merklicher Lautstärkeabfall eintritt.

Normales Orgelspiel

Die beschriebene Hüllkurvenschaltung ist auch für normales Orgelspiel geeignet. Dazu erhält die Steuerleitung St1 eine kleine positive Spannung von 1 . . . 2 V, und die Steuerleitung St2 wird an eine negative Spannung von etwa −6 V geschaltet. Jetzt wird der Kondensator C2 bei Drücken der

Taste stets auf die Spannung von St2 aufgeladen, abzüglich der Durchlaßspannungen der Dioden D1 und D2. Nach Loslassen der Taste entlädt sich der Kondensator *C2*, je nach Beschaltung der Steuerleitungen St4 und St5, über den Widerstand *R4* oder den Transistor T1, wie oben beschrieben. Durch Umschalten der Steuerleitungen St4 und St5 kann man also von Stakkato- auf Sustainspiel übergehen. Durch kontinuierliches Verändern der Spannungen an St1 und St2 lassen sich Übergänge von normalem Orgelspiel zum Klavierspiel erzeugen, Bild 64.

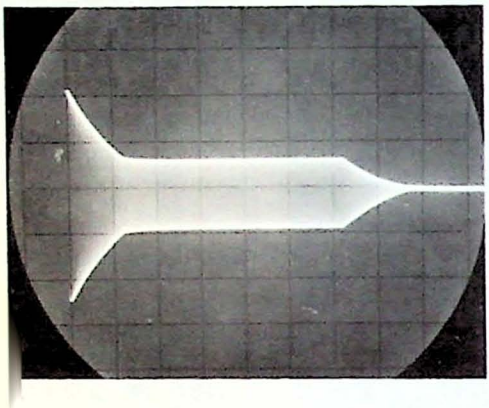


Bild 64: Orgelspiel mit verstärktem Einsatz und langem Nachklang, Schleifer von P1 und P2 etwa Mitte, P3 an Diode, S1, S2 und S3 an a, Zeitmeßstab 200 ms/Skt.

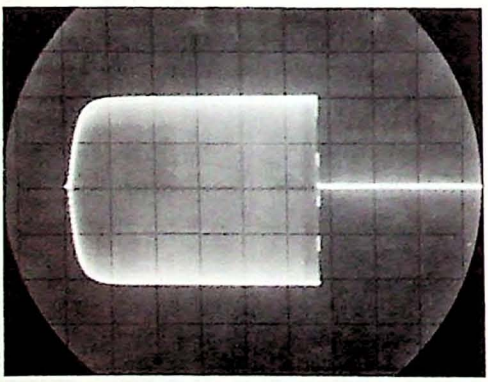


Bild 65: Orgelspiel mit sehr langer An- und extrem kurzer Ausklingdauer, Schleifer von P1 an 3,3 kΩ, P2 und P3 an Diode, S1 und S2 an a, S3 an b, Zeitmaßstab 500 ms/Skt.

Kontrakussion

Eine weitere Variationsmöglichkeit für die Hüllkurve besteht in der Änderung der Anstiegsgeschwindigkeit des Signals (Kontrakussion, siehe Bild 65). Zu diesem Zweck läßt sich die Aufladung des Kondensators *C2* nach Drücken der Taste verlangsamen, indem man an die Steuerleitung St2 statt einer negativen Gleichspannung eine ins Negative gerichtete Rechteckspannung anlegt. Der Kondensator *C2* wird dann iterativ aufgeladen, und eine Variation des Tastverhältnisses bewirkt eine Veränderung der Anstiegsflanke der Hüllkurve. Die Frequenz der Rechteckspannung ist unkritisch. Ein günstiger Wert ist 20 kHz.

5. 4. 3. Aufbau und Dimensionierung der Hüllkurvenschaltung

Auf der Printplatte für die Hüllkurvenschaltung lassen sich außer den Bauelementen zur Erzeugung der Hüllkurven noch die Clamping-Diode D5 (entspricht den Dioden D1 in den Bildern 45 und 47) sowie die zur Schaltknackunterdrückung erforderlichen Bauelemente *R5* und D6 unterbringen. Die Leitung KA führt dann zur Kathode der Diode ZE 1,5 in Bild 51. Auch der zur Unterdrückung Subharmonischer erforderliche Widerstand *R6* findet auf der Hüllkurvenplatte Platz.

Die Dimensionierung der passiven Bauelemente der Hüllkurvenschaltung ist weitgehend von der Konstruktion der Tastenkontakte und dem subjektiven Klangempfinden des Entwicklers abhängig. Die Werte der Schaltung Bild 60 ergaben in einer Experimentierorgel mit Umschaltkontakten eigener Konstruktion und mit der anschließend beschriebenen Steuerschaltung einen angenehmen Klangeindruck.

Wenn die Hüllkurvenschaltung in der beschriebenen Form einheitlich für alle Tasten eines Instruments dimensioniert wird, ist auch die Ausklingdauer beim Spiel mit Perkussion oder Sustain für alle Töne gleich. Bei einem echten Saiteninstrument klingen die hohen Töne aber viel schneller aus als die tiefen. Das läßt sich nachbilden, indem man den für das Ausklingverhalten maßgebenden Widerstand *R4* in Bild 60 annähernd umgekehrt proportional zur Tonhöhe dimensioniert. Für jeweils zehn bis zwölf Halbtöne kann der gleiche Widerstandswert gewählt werden. Bei einem Manual mit fünf Oktaven wird folgende Staffelung empfohlen: 10 kΩ, 18 kΩ, 33 kΩ, 56 kΩ und 100 kΩ. Die 10-kΩ-Widerstände sind der höchsten und die 100-kΩ-Widerstände der tiefsten Oktave zugeordnet.

5. 4. 4. Der Steuergenerator

Für universellen Einsatz der beschriebenen Hüllkurvenschaltungen wurde der Steuergenerator entwickelt, dessen Schaltung Bild 66 zeigt. Sein Herzstück ist der integrierte Vierfach-Oszillator TCA 430-N.

Mit dem Potentiometer P1 wird über den Emitterfolger T1 an der Steuerleitung St1 eine Steuergleichspannung von etwa 1,5 ... 9,3 V eingestellt.

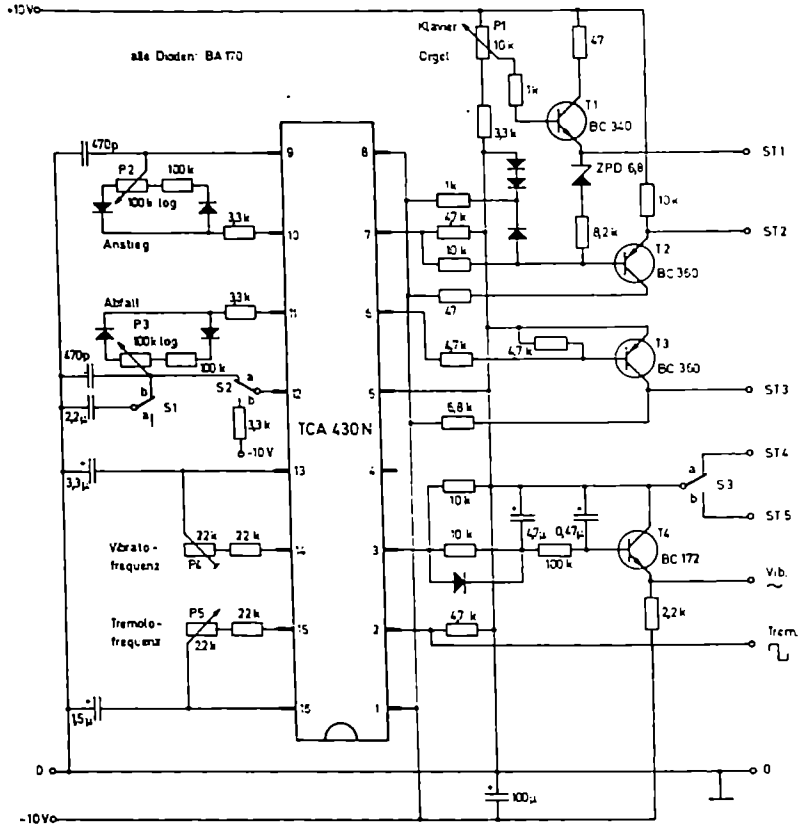


Bild 66: Hüllkurven-Steuergenerator

Ein Oszillator des TCA 430-N erzeugt am Anschluß 7 eine negative Rechteckspannung von etwa 20 kHz, deren Tastverhältnis mit dem Potentiometer *P2* einstellbar ist. Nach Verstärkung durch den Emitterfolger T2 steht diese Rechteckspannung an Steuerleitung St2 zur Verfügung. Ihre Amplitude wird über die Z-Diode ZPD 6,8 von der Steuergleichspannung der Steuerleitung St1 beinflußt, so daß sie, wenn der Schleifer von Potentiometer P1 an + 10 V steht, gegen null geht (Klavierspiel), bei entgegengesetzter Schleiferstellung (Orgelspiel) dagegen voll zur Verfügung steht.

Der zweite Oszillator des TCA 430-N erzeugt am Anschluß 6 eine Rechteckspannung, deren Tastverhältnis mit dem Potentiometer P3 verändert werden kann. Nach Invertierung durch den Transistor T3 wird dieses Signal auf die Steuerleitung St3 gegeben. Mit dem Schalter S2 kann dieser zweite Oszillator außer Betrieb gesetzt werden, so daß dann an der Steuerleitung St3 nur eine negative Gleichspannung liegt. Durch Zuschalten eines 2,2-µF-Kondensators mit dem Schalter S1 kann die Fre-

quenz dieses Oszillators von etwa 20 kHz auf etwa 5 Hz reduziert werden (siehe auch Bild 63).

Der Schalter S3 legt die Steuerleitungen St4 und St5 wahlweise an Null. Die jeweils nicht benutzte Steuerleitung bleibt offen.

Tabelle 4: Einfluß der Stellglieder auf die Hüllkurven, siehe hierzu Schaltung Bild 66

Einstellungen			Auswirkungen
Stellglied	wirkt auf Steuerleitung	Signal auf der Steuerleitung	
P1	St1	+ 2 . . . + 9,5 V	Perkussion mit anschlagabhängiger Lautstärke bei Schleifer von P1 an U_B
P1	St2	Rechteck 20 kHz — 6 . . .— 1,5 V	normales Orgelspiel, wenn Schleifer von P1 an Widerstand 3,3 kΩ
P2	St2	Tastverhältnis 0,6 . . . 0,02	bestimmt die Anstiegszeit der Hüllkurve; kurz, wenn Schleifer von P2 an 100 kΩ, lang wenn an Diode
P3	St3	Rechteck 20 kHz, — 10 V, Tastverhältnis 0,4 . . . 0,98	bestimmt die Abfallzeit (Sustain) der Hüllkurve; kurz wenn Schleifer von P3 an 100 kΩ, lang wenn an Diode
S1 an b	St3	Rechteck 5 Hz	ergibt Tremolo, besonders im Ausklingen
S2 an b	St3	Gleichspannung — 10 V	ermöglicht, wenn gleichzeitig S3 an a, Orgelspiel mit anschlagabhängiger Lautstärke; langes Ausklingen mit etwa 4 . . . 8 s
S3 an a	St4	Null	Ton klingt nach Loslassen der Taste sofort aus
S3 an b	St5	Null	Ton klingt nach Loslassen der Taste mit durch P3 eingestellter Dauer aus
P4	Vibrato	sinusähnlich, 5 . . . 10 Hz, 3 . . . 6 V S-S	Steuersignal zur Erzeugung eines Frequenzvibratos in den Mutteroszillatoren
P5	Tremolo	Rechteck, 10 . . . 20 Hz, 10 V S-S	Steuersignal zur Erzeugung eines Amplitudentremolos im Verstärker

Hüllkurvenschaltungen

Da der TCA 430-N vier Oszillatoren enthält, wurden die restlichen zwei Oszillatorschaltungen zur Erzeugung der Steuerspannungen für Vibrato und Tremolo ausgenutzt. Die Frequenz des Vibrato-Oszillators ist mit dem Potentiometer P4 im Bereich von etwa 5 Hz bis etwa 10 Hz einstellbar, die des Tremolo-Oszillators im Bereich von etwa 9 Hz bis etwa 18 Hz. Das Vibrato-Signal erhält durch einen Tiefpaß annähernd Sinusform und steht nach Verstärkung durch den Emitterfolger T4 am Vibrato-Ausgang zur Verfügung. Die Tremolo-Steuerspannung erscheint als Rechtecksignal am Tremolo-Ausgang.

Mit den restlichen zwei Oszillatoren des TCA 430-N läßt sich auch ein weiterer Steuergenerator aufbauen, so daß zwei Manuale oder Manual und Pedal mit unterschiedlichen Hüllkurven ausgestattet werden können.

In der Tabelle 4 ist zusammengestellt, wie die Hüllkurven durch Betätigen der Stellglieder verändert werden können. Man sieht, daß je nach Stellung der Potentiometer P1 ... P3 und der Schalter S1 ... S3 eine große Zahl von verschiedenen Hüllkurven erzielbar ist. Nachdem schon mit den Bildern 61 bis 65 einige der möglichen Hüllkurven vorgestellt wurden, zeigen die Bilder 67 bis 71 weitere Beispiele.

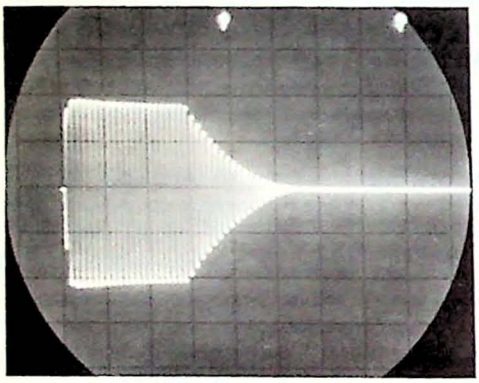


Bild 67:

Hüllkurve Orgelspiel mit sehr kurzer An- und Ausklingdauer, Schleifer von P1 an 3,3 kΩ, P2 und P3 an 100 kΩ, S1, S2 und S3 an a, Zeitmaßstab 50 ms/Skt.

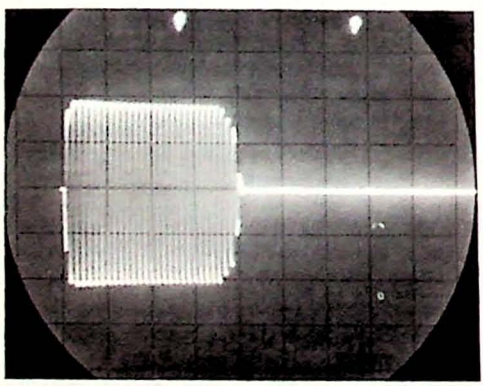


Bild 68:

Orgelspiel mit sehr kurzer An- und extrem kurzer Ausklingdauer, Einstellung wie bei Bild 67, nur Schalter S3 auf b, Zeitmaßstab 50 ms/Skt.

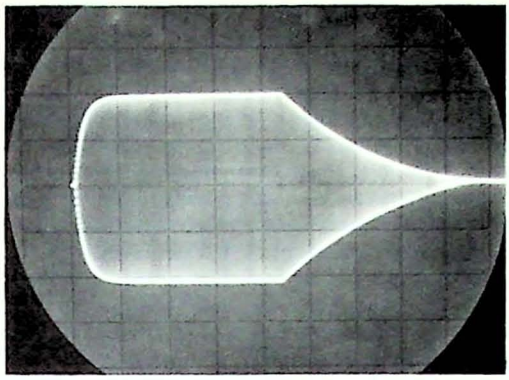


Bild 69:

Orgelspiel mit sehr langer An- und Ausklingdauer, Schleifer von P1 an 3,3 kΩ, P2 und P3 an Diode, S1, S2 und S3 an a, Zeitmaßstab 500 ms/Skt.

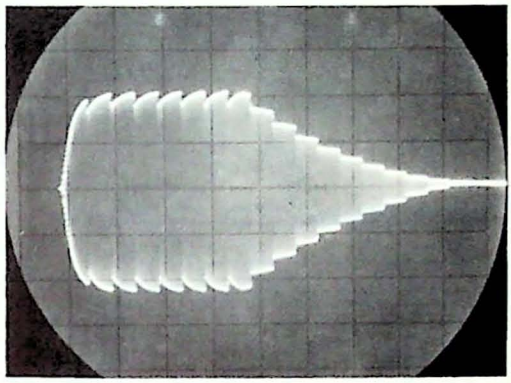


Bild 70:

Orgelspiel mit sehr langer Anklingdauer und Auskling-Tremolo, Einstellung wie bei Bild 70, nur Schalter S1 auf b, Zeitmaßstab 500 ms/Skt.

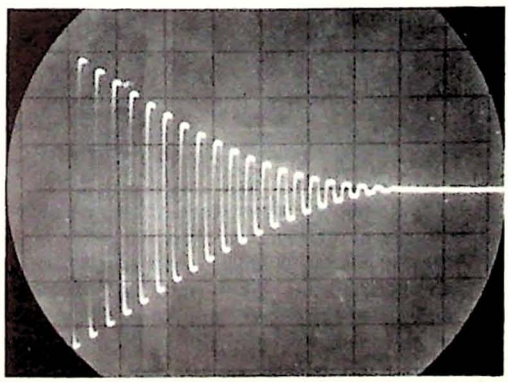


Bild 71:

Sehr kurzer Perkussionsklang mit anschlagabhängiger Lautstärke, Schleifer von P1 an U_B, P2 und P3 an 100 kΩ, S1, S2 und S3 an a, Zeitmaßstab 20 ms/Skt.

Die Vielfalt der beschriebenen Einstellmöglichkeiten ist für ein Experimentierinstrument von Vorteil, die Reproduzierbarkeit der einzelnen Einstellungen ist jedoch schlecht. Für ein Instrument zum Musizieren wird man die Potentiometer P1 ... P3 zweckmäßigerweise als Widerstandsketten ausbilden und die für gewünschte Hüllkurven erforderlichen Anzapfungen über einen Vierfach-Stufenschalter mit fünf bis zwölf Stellungen oder über ein entsprechendes Drucktastenaggregat anwählen. Mit der vierten Ebene des Stufenschalters werden über einen Spannungsteiler Lautstärkeunterschiede ausgeglichen. Auf diese Weise können fünf bis zwölf verschiedene Hüllkurven mit dem Lötkolben vorprogrammiert werden.

Es wird empfohlen, die Hüllkurvenplatinen mit den Tastenkontakten und Steuerleitungen unterhalb des Manuals, die Gatter, Frequenzteiler und Filter dagegen hinter dem Manual anzubringen. Dadurch werden eventuelle Einstreuungen der Steuersignale auf die Nutzsignale vermindert. Siehe hierzu Bild 72.

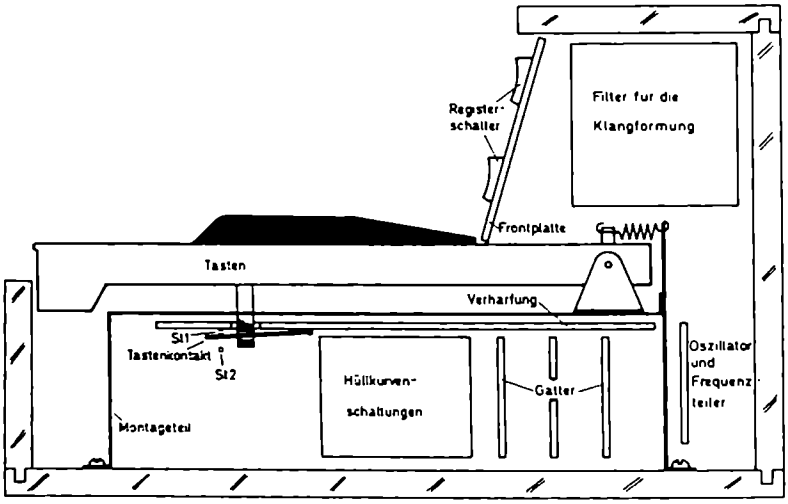


Bild 72: Aufbauskizze

5.5. Chorisches Spiel

Mit elektronischen Orgeln ist im allgemeinen kein echtes „chorisches" Spiel möglich, das heißt, beim Drücken einer Taste erklingt in jeder Fußlage nur ein Ton. Dieser Nachteil wird durch Zusatzeffekte wie Vibrato, Tremolo und Ausklingtremolo gemildert, aber nicht beseitigt. Tasteninstrumente herkömmlicher Art sind meist für chorisches Spiel eingerichtet, beim Drücken einer Taste werden mehrere gleiche, aber nicht miteinander synchronisierte Töne erzeugt. Beim Klavier werden zwei oder

drei Saiten gleicher Stimmung mit einem Hammer angeschlagen, beim Akkordeon werden zwei oder mehr Zungen angeblasen, und bei der Pfeifenorgel sind meistens mehrere Pfeifen einer Stimmung vorhanden.

Um bei einer elektronischen Orgel echtes chorisches Spiel zu ermöglichen, müssen Mutteroszillatoren, Frequenzteiler, Gatter und Sammelschienen mehrfach vorhanden sein. Ein großer Vorteil der mit integrierten Orgelgattern TBA 470 konzipierten Orgel ist, daß für die Ansteuerung der nun mehrfach vorhandenen Gatter weiterhin nur ein Umschaltkontakt und eine Hüllkurvenschaltung pro Taste erforderlich sind. Die Sammelschienen der einzelnen Chöre werden über Trennwiderstände beliebig zusammengeschaltet. Das Summensignal wird dann den Filtern zugeführt.

6. Erzeugung vollständiger Spektren

6. 1. Grundlegendes

Eine Rechteckspannung mit dem Tastverhältnis 0,5 bzw. dem Puls-Pause-Verhältnis 1 : 1, wie sie der integrierte Frequenzteiler SAJ 110 als Ausgangssignal liefert, hat nur ungeradzahlige Harmonische. Die Amplituden der Harmonischen sind jeweils derjenige Bruchteil der Amplitude der Grundwelle, der die Ordnungszahl der Harmonischen als Nenner hat. Um mit Hilfe von Formantfiltern eine möglichst große Klangvielfalt erzeugen zu können, benötigt man jedoch Signale mit einer Kurvenform, die auch die geradzahligen Harmonischen mit ausreichender Amplitude enthält, z. B. von Sägezahnform [15]. Die Phasenlage der Oberwellen zum Grundton ist dabei irrelevant, da sie vom Ohr nicht wahrgenommen wird [8].

6. 2. Treppenbildung an den Gatter-Ausgängen

Eine Möglichkeit zur Vervollständigung des Spektrums einer Rechteckspannung besteht im additiven Mischen dieses Signals mit Rechtecksignalen geeigneter Amplitude von doppelter, vierfacher und eventuell

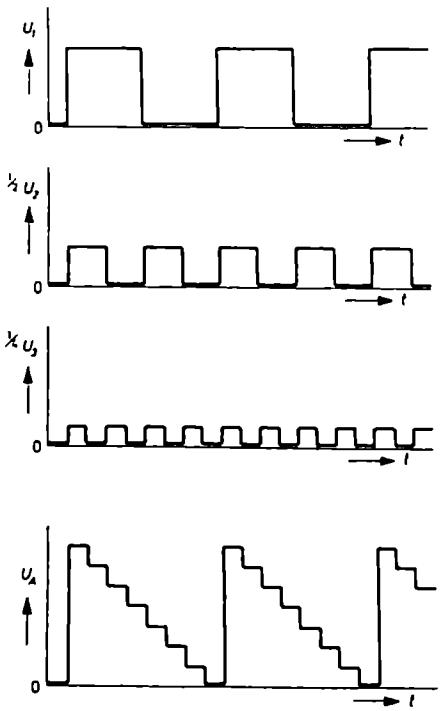


Bild 73: Treppenspannungsbildung durch additive Mischung mit Hilfe eines Widerstandsnetzwerks nach Bild 74, Impulsdiagramm

auch achtfacher Frequenz derart, daß dabei ein treppenförmiger Spannungsverlauf entsteht. Das Prinzip wird aus dem Diagramm Bild 73 deutlich. Die Realisierung eines solchen treppenförmigen Signalverlaufs erfolgt mit Hilfe eines Widerstandstripels, das die aus amplitudengleichen rechteckförmigen Eingangsspannungen resultierenden Ströme im Verhältnis 1 : 1/2 : 1/4 bewertet, siehe Bild 74. Der aus drei harmonischen Rechteckspannungen gebildeten Treppe fehlen lediglich die 8., die 16., die 24. usw. Harmonische, so daß sich der Klangeindruck nicht merklich von dem eines echt sägezahnförmigen Signals unterscheidet.

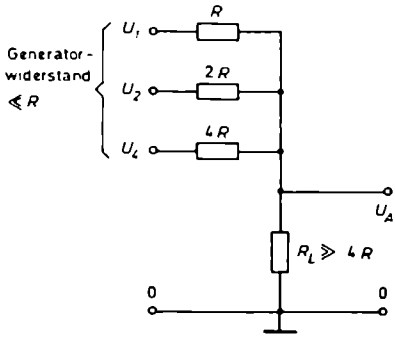


Bild 74: Widerstandsnetzwerk zur Treppenspannungsbildung

Bei Verwendung der integrierten Orgelgatter TBA 470 läßt sich diese Treppenbildung besonders vorteilhaft an den Sammelschienen durchführen, wie das in Bild 75 gezeigt ist. Die Sammelschienen der einzelnen Fußlagen führen zu Impedanzwandlern, an deren Ausgängen die Rechtecksignale jeder Fußlage niederohmig entnommen werden können. Über die Widerstandstripel 47 kΩ, 100 kΩ, 220 kΩ werden nun die Rechtecksignale von jeweils drei Fußlagensammelschienen so verkoppelt, daß achtstufige Treppensignale entstehen. Diese Signale können über weitere Impedanzwandler ebenfalls niederohmig abgegriffen werden.

Die Schaltung Bild 75 ist sehr vorteilhaft. Sie zeichnet sich durch äußerst geringen Aufwand an Bauelementen aus. Bei Verwendung von Hüllkurvenschaltungen können mit den Gattern TBA 470 nur Rechtecksignale verzerrungsfrei verarbeitet werden, da hierbei die Amplituden der Tonfrequenzsignale durch Begrenzung verkleinert werden. Hätte man nichtrechteckförmige Tonsignale an den Gatter-Eingängen, so ergäben sich zwangsläufig Klangfarbenänderungen bei Sustain, Perkussion, Kontrakussion und Piano-Forte. Durch die Treppenbildung an den Gatter-Ausgängen wird dieser Nachteil vermieden.

6. 3. Sägezahnbildung an den Frequenzteiler-Ausgängen

Elektronische Orgeln, die nicht mit dem integrierten Gatter TBA 470 ausgerüstet sind, erfordern zur Vervollständigung der Tonspektren häufig

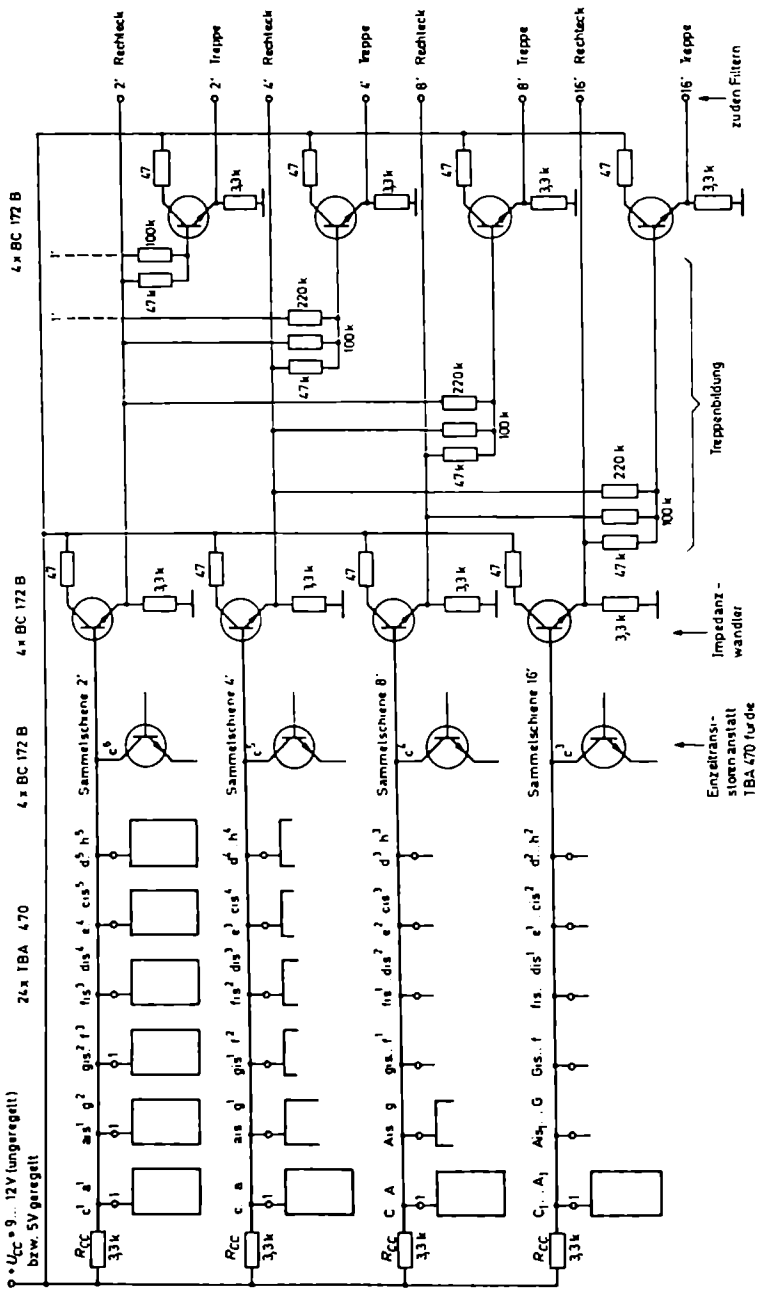


Bild 75: Schaltung zur Treppenbildung an den Sammelschienen

eine Umwandlung der von den Frequenzteilern abgegebenen rechteckförmigen Spannungen in sägezahnförmige. Bild 76 läßt erkennen, wie durch schnelles Auf- und langsames Entladen eines Kondensators eine sägezahnähnliche Spannung entsteht, in der auch alle geradzahligen Harmonischen enthalten sind. Das wird in der Spektraldarstellung des Bildes 77 verdeutlicht. Man nutzt bei Schaltung Bild 76 die hohe Aus-

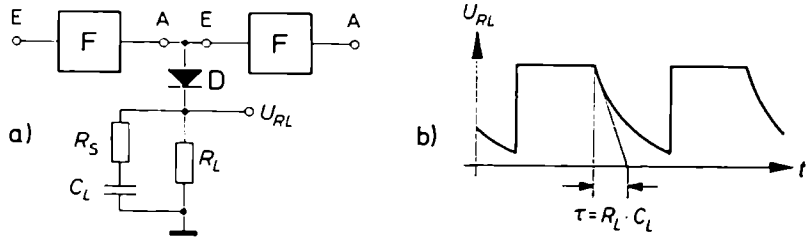


Bild 76: Erzeugung einer sägezahnähnlichen Ausgangsspannung beim SAJ 110 durch Kondensatorumladung

a) Schaltbild, D = Trenndiode, z. B. BA 170. Empfohlene Werte: $\tau = \frac{1}{4f}$, $R_L > 2{,}2\ k\Omega$, $R_S = 180\ \Omega$

b) Kurvenform der Ausgangsspannung U_{RL}

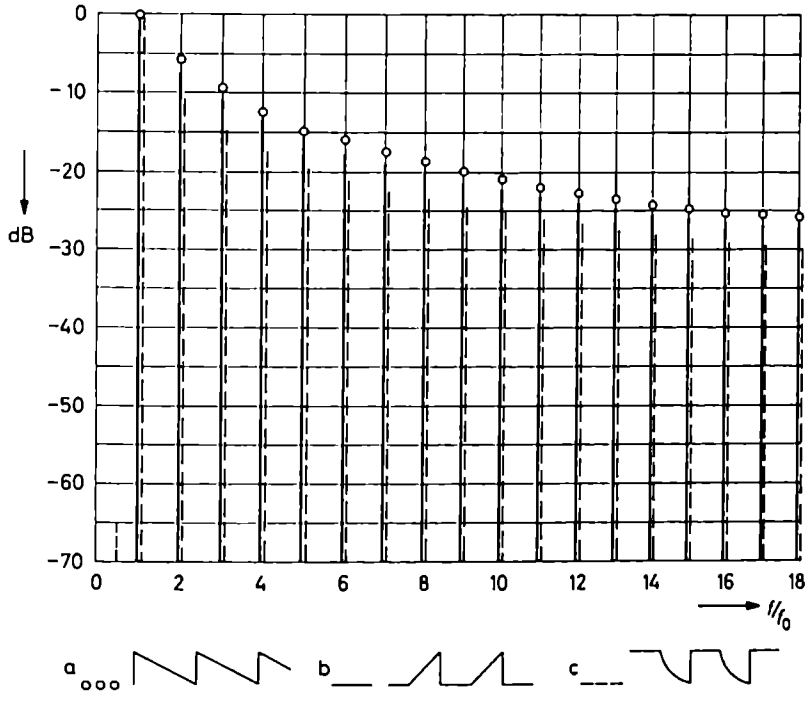


Bild 77: Frequenzspektren verschiedener sägezahnförmiger Spannungen

gangsspannung und den im „H"-Zustand kleinen Ausgangswiderstand der integrierten Frequenzteiler SAJ 110 aus. Zum Schutz der Frequenzteiler sind die Ausgänge durch Dioden von den *RC*-Netzwerken getrennt. In Reihe mit dem Kondensator C_L ist ein Schutzwiderstand R_S geschaltet, der den Ausgangsstrom der Teiler begrenzt.

In einer Abwandlung des im Abschnitt 6.2. beschriebenen Prinzips zur Bildung treppenförmiger Spannungen ist es möglich, an allen Frequenzteiler-Ausgängen echt sägezahnförmige Signale zu gewinnen. Es ist dazu erforderlich, der höchsten beizumischenden Frequenz, das heißt der Ausgangsspannung der Mutteroszillatoren, Sägezahnform zu geben. Aus dem Impulsdiagramm Bild 78 geht hervor, daß nach Mischung einer rechteckförmigen Spannung mit dem Tastverhältnis 0,5 mit einer sägezahnförmi-

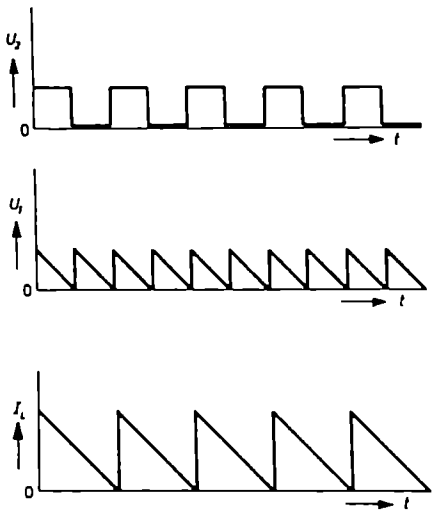


Bild 78: Metagenese des Sägezahns. Zur rechteckförmigen Ausgangsspannung der Frequenzteiler mit der Frequenz *f*/2 wird die sägezahnförmige Spannung mit der Frequenz *f* addiert, so daß ein Sägezahnsignal mit der Frequenz *f*/2 entsteht.

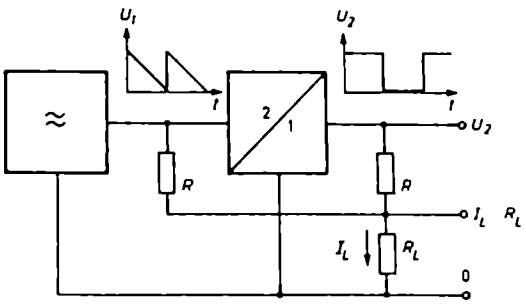


Bild 79: Prinzipschaltung zum Impulsdiagramm Bild 78

gen Spannung gleicher Amplitude und doppelter Frequenz eine sägezahnförmige Spannung von Grundfrequenz entsteht. Bild 79 zeigt die Mischschaltung.

Eine erprobte Schaltung zur Sägezahnbildung nach diesem Prinzip zeigt Bild 80. Statt der Oszillatorschaltung mit dem Transistor T1 können auch andere Mutteroszillatoren verwendet werden, wie z. B. TCA 430-N oder SAH 190. In den Transistoren T2 und T3 wird das am Kollektor des Oszillatortransistors T1 abgegriffene Signal in ein sägezahnförmiges umgewandelt. Die gezeichnete Impulsformerschaltung ist ausgelegt für die Mutteroktave $c^6 \ldots h^6$. Für eine Mutteroktave $c^5 \ldots h^5$ ist der 680-pF-Kondensator am Kollektor von T2 durch einen 1,2-nF-Kondensator zu ersetzen. Mit Hilfe des 250-kΩ-Trimmpotentiometers muß jeder Impulsformer auf maximales Ausgangssignal eingestellt werden. Dabei wird gleichzeitig die Form des Sägezahns optimiert.

Das am Emitter des Transistors T3 abgegriffene Sägezahnsignal steuert einerseits den integrierten Frequenzteiler SAJ 110, und andererseits wird es der Ausgangsspannung der ersten Frequenzteilerstufe überlagert, so daß entsprechend Bild 78 ein Sägezahnsignal mit halber Frequenz an der Basis von T4 auftritt. Der Impedanzwandler T4 gibt dieses Signal weiter zur nächsten Frequenzteilerstufe. Zur weiteren Verwendung kann es auch nach außen geführt werden. Alle Impedanzwandler sind über hohe Widerstände vorgespannt, so daß auch bei kleinen Augenblickswerten der zu addierenden Signalspannungen noch ein Arbeitspunkt im aktiven Bereich gewährleistet ist. Geringe Unstetigkeiten im Verlauf der sägezahnförmigen Ausgangsspannungen sind ohne Belang, da das Ohr einen Unterschied zum ideal sägezahnförmigen Signal kaum wahrnimmt.

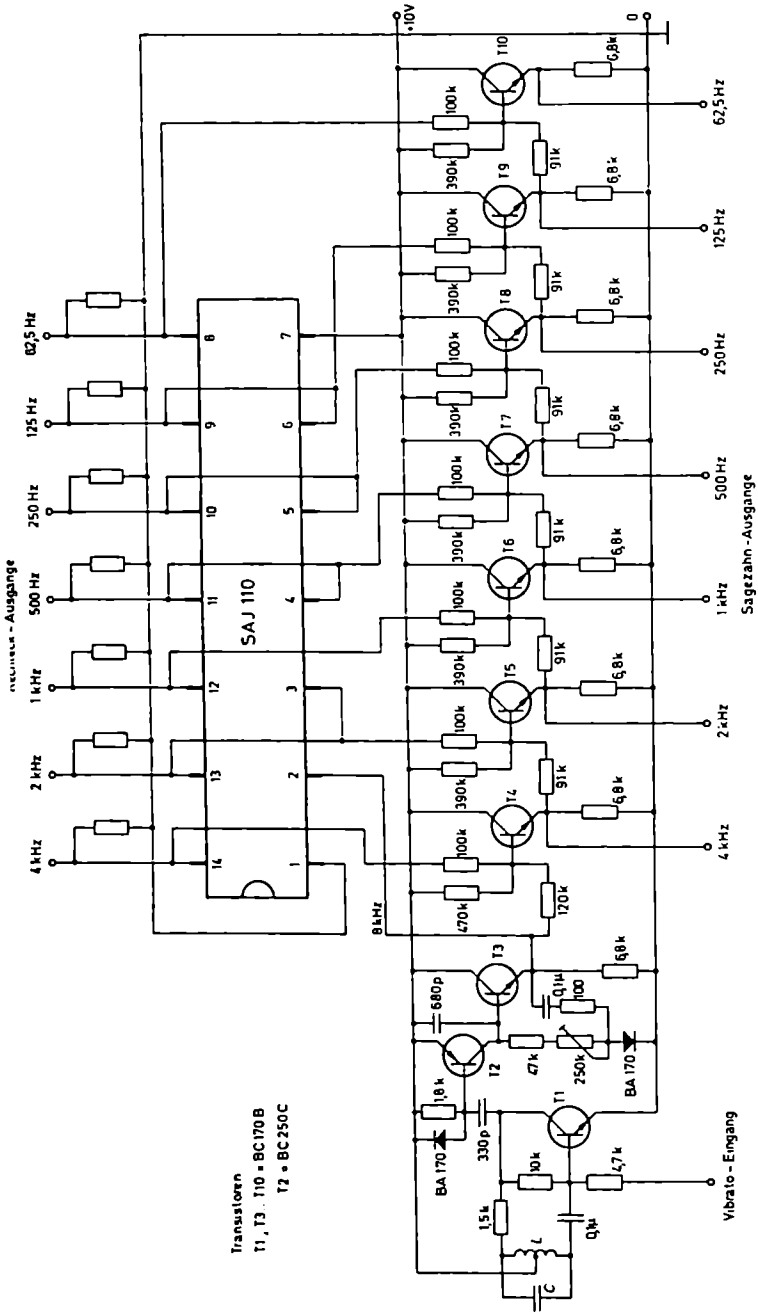


Bild 80: Erprobte Frequenzteilerschaltung mit Rechteck- und Sägezahnausgängen

7. Sinusbildung durch aktive Tiefpässe

7. 1. Grundlegendes

In vielen Fällen ist es erwünscht, die Tonfrequenzsignale einer elektronischen Orgel in Sinusform zur Verfügung zu haben, so etwa zur Bildung der Klangfarbe „Flöte" oder zur Klangbildung durch Synthese. Mit Hilfe steilflankiger Tiefpässe unterdrückt man die Oberwellen der rechteckförmigen Spannungen und erhält so Sinussignale. Da die zweite Harmonische, häufig auch als erste Oberwelle bezeichnet, in der Rechteckspannung mit dem Tastverhältnis 0,5 nicht vorhanden ist, lassen sich die Tonfrequenzsignale gruppenweise zusammenfassen, und jeder Gruppe wird ein Tiefpaß zugeordnet. Es sind Halboktav-, Zehner- oder Oktavgruppen gebräuchlich. Die Sinusbildung erfolgt im Anschluß an die Gatter- und Verharfungsschaltung, siehe Bild 1.

Als aktiven Tiefpaß bezeichnet man einen frequenzabhängig gegengekoppelten Verstärker, dessen Filtercharakteristik durch den Frequenzgang des Gegenkopplungsnetzwerkes bestimmt wird, im Gegensatz zum passiven Tiefpaß, der nur aus Widerständen, Induktivitäten und Kapazitäten aufgebaut ist. Obwohl in letzter Zeit zahlreiche Veröffentlichungen über aktive Filter erschienen sind, erfordert die praktische Anwendung solcher Filter doch stets ein eingehendes Studium des Schrifttums und eitraubende Rechenarbeit. Oft ist auch das Ergebnis der Rechenarbeit ür die Praxis unzureichend, wenn man „krumme", das heißt nicht in den Normreihen enthaltene Werte für die frequenzbestimmenden Kondensatoren und Widerstände errechnet. Auf die Normreihen wird daher in den nachfolgenden Beispielen besonders Rücksicht genommen.

Aus der Menge möglicher aktiver Tiefpaßschaltungen [16] bis [19] wird wegen ihrer Vorzüge die Schaltung mit Mehrfach-Gegenkopplung, das sogenannte Rauch-Filter [16], [19] gewählt. Es benötigt nur wenige passive Bauelemente, ist schwingsicher und läßt sich durch Variation eines Widerstands in gewissen Grenzen einfach abgleichen. Als Verstärker dient die speziell für diesen Zweck entwickelte integrierte Schaltung TCA 250, ein Zweifach-Verstärker hoher Verstärkung [7].

Neben der Schaltung muß vor Beginn einer Filterberechnung die Frequenzcharakteristik festgelegt werden. Nach [16] hat man die Wahl zwischen Bessel-, Butterworth- und Tschebyscheff-Charakteristik. Zur Umwandlung von Rechteckspannungen in Sinussignale sind Tiefpässe mit möglichst steilem Abfall oberhalb der Grenzfrequenz erforderlich, um alle Oberwellen der Rechteckspannung ausreichend unterdrücken und damit den Klirrfaktor des Sinussignals möglichst klein halten zu können. Tschebyscheff-Charakteristiken haben die steilsten Flanken, wobei man jedoch mit wachsender Steilheit im Sperrbereich eine zunehmende Welligkeit im Durchlaßbereich in Kauf nehmen muß [20]. Da das Ohr aber Lautstärkeänderungen bis etwa 3 dB kaum wahrnimmt, werden die Filter für eine Welligkeit von ± 1,5 dB im Durchlaßbereich ausgelegt, siehe Bild 81.

Im Schrifttum werden zur Vereinfachung der Rechnung stets alle Widerstände einander gleichgesetzt und vorgegeben, während die Kapazitäten

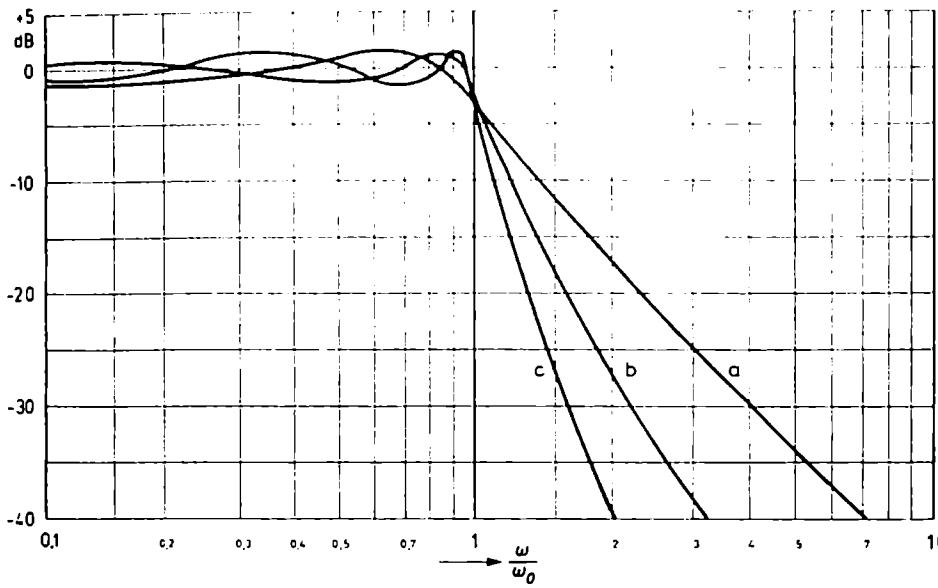


Bild 81: Tschebyscheff-Charakteristiken zweiter (a), dritter (b) und vierter (c) Ordnung mit ± 1,5 dB Welligkeit im Durchlaßbereich

errechnet werden, was zu krummen Kapazitätswerten führt. Da Kondensatoren preisgünstig nur in der grob gestuften Normreihe E6 erhältlich sind, ist es sinnvoller, die Kapazitäten vorzugeben und die Widerstände zu errechnen, wie das bei den folgenden Beispielen getan wurde. Die Widerstände sollten nicht größer als 500 kΩ sein, damit die Filtercharakteristik nicht durch den Eingangsstrom des TCA 250 verfälscht wird.

7. 2. Rauch-Filter zweiter Ordnung mit dem TCA 250

Bild 82 zeigt die Schaltung eines mit dem TCA 250 (ein System davon) bestückten Rauch-Filters zweiter Ordnung mit Tschebyscheff-Charakteristik für Grenzfrequenzen f_0 im Hörbereich [7].

Für den Bereich 16 . . . 250 Hz wurden die Kondensatoren zu $C_1 = 6{,}8$ nF und $C_2 = 0{,}1$ µF gewählt. Damit erhält man für die Widerstände die Zahlenwertgleichungen

$$\frac{R_1}{\text{k}\Omega} = \frac{8\,470\ \text{Hz}}{f_0} \quad \text{und} \quad \frac{R_2}{\text{k}\Omega} = \frac{7\,380\ \text{Hz}}{f_0}$$

Für den Bereich 250 . . . 17 000 Hz ergeben sich mit $C_1 = 1$ nF und $C_2 = 15$ nF die Zahlenwertgleichungen

$$\frac{R_1}{\text{k}\Omega} = \frac{55\,000\ \text{Hz}}{f_0} \quad \text{und} \quad \frac{R_2}{\text{k}\Omega} = \frac{51\,000\ \text{Hz}}{f_0}$$

In den Tabellen 5 und 6 ist die Dimensionierung der Widerstände für Grenzfrequenzen im Hörbereich zusammengestellt. Die berechneten Werte sind der Normreihe E24 angenähert.

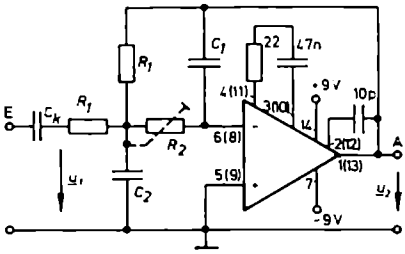


Bild 82: Rauch-Tiefpaß zweiter Ordnung mit Frequenzkompensation für $V_u = 1$ und symmetrischer Spannungsversorgung

Dimensioniert man die passiven Bauelemente wie angegeben, so erhält man die normierte Frequenzcharakteristik für $\alpha = 1$ in Bild 83. In einem relativ großen Bereich ist ein Abgleich der Grenzfrequenz f_0 durch Ändern des Widerstandes R_2 um den Faktor α möglich. Bei Anwendung als Sinusfilter in elektronischen Musikinstrumenten kann auf einen Abgleich verzichtet werden, wenn die Widerstände und Kondensatoren mit ± 2 % Toleranz gewählt werden. Die Bauelementetoleranzen dürfen ± 5 % betragen, wenn man einen Sicherheitsabstand für die Grenzfrequenz f_0 wählt, indem man entweder f_0 einen Halbtonschritt höher als den höchsten zu übertragenden Ton legt oder den Wert für R_2 20 % kleiner wählt, als für die höchste zu übertragende Frequenz errechnet wurde ($\alpha = 0{,}8$).

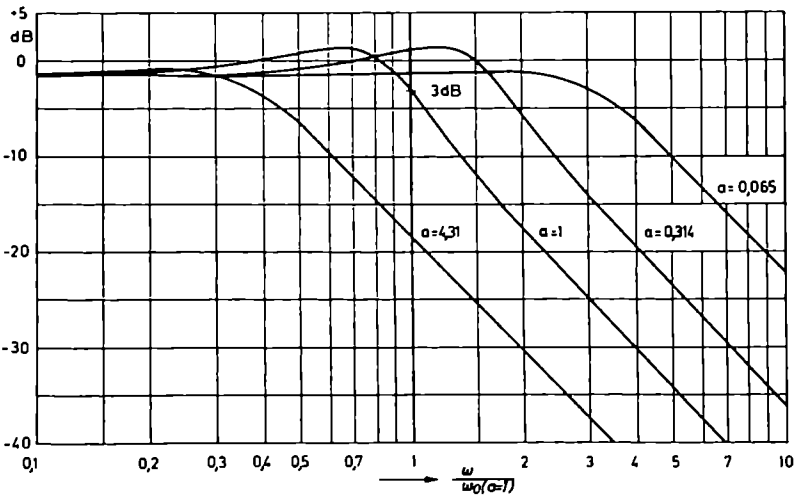


Bild 83: Normierte Frequenzcharakteristik des Rauch-Filters zweiter Ordnung nach Bild 82 bei Variation des Widerstandes R_2 um den Faktor α

Die Kurve für $\alpha = 1$ in Bild 83 wurde mit den Werten nach Tabelle 5 und Tabelle 6 gemessen. Die Charakteristik fällt innerhalb der ersten Oktave über der Grenzfrequenz f_0 um 14,5 dB ab und nähert sich erst bei höheren Frequenzen der Asymptote von 12 dB/Oktave, die für Filter zweiter Ordnung kennzeichnend ist.

Eine Änderung des Widerstandes R_2 um den Faktor α bewirkt eine Änderung der Grenzfrequenz f_0 um den Faktor $\beta \approx \alpha^{-0,275}$. Eine Abstimmung des Filters ist im Bereich $\alpha = 0{,}5 \ldots 2$ möglich.

Tabelle 5: Dimensionierung des Rauch-Filters zweiter Ordnung nach Bild 82 für den Frequenzbereich 16 ... 250 Hz. $C_1 = 6{,}8$ nF, $C_2 = 0{,}1$ µF

f_0 Hz	Ton	R_1 kΩ	R_2 kΩ
16,35	C_2	510	430
18,35	D_2	470	390
20,6	E_2	390	360
21,83	F_2	390	330
24,5	G_2	330	300
27,5	A_2	300	270
30,87	H_2	270	240
32,7	C_1	240	240
36,7	D_1	220	200
41,2	E_1	200	180
43,65	F_1	200	160
49	G_1	160	160
55	A_1	150	130
61,74	H_1	130	120
65,41	C	130	110
73,42	D	110	100
82,41	E	100	91
87,31	F	100	82
98	G	82	75
110	A	75	68
123,47	H	68	62
130,81	c	62	56
146,84	d	56	51
164,8	e	51	43
174,6	f	47	43
196	g	43	36
220	a	36	33
246,9	h	33	30

Tabelle 6: Dimensionierung des Rauch-Filters zweiter Ordnung nach Bild 82 für den Frequenzbereich 250 . . . 17 000 Hz. $C_1 = 1$ nF, $C_2 = 15$ nF

f_0 Hz	Ton	R_1 kΩ	R_2 kΩ
261,6	c^1	200	200
293,7	d^1	180	180
329,6	e^1	160	150
349,2	f^1	150	150
392	g^1	150	120
440	a^1	120	120
493,9	h^1	110	100
523,2	c^2	100	100
587,3	d^2	100	82
659,3	e^2	82	75
698,5	f^2	75	75
784	g^2	68	68
880	a^2	62	56
987,8	h^2	56	51
1 046,5	c^3	51	47
1 174,7	d^3	47	43
1 318,5	e^3	39	39
1 396,9	f^3	39	36
1 568	g^3	33	33
1 760	a^3	30	30
1 975,5	h^3	27	27
2 093	c^4	27	24
2 349,3	d^4	24	22
2 637	e^4	20	20
2 793,8	f^4	20	18
3 126	g^4	18	16
3 520	a^4	15	15
3 951,1	h^4	13	13
4 186	c^5	13	12
4 698,7	d^5	11	11
5 274,1	e^5	10	10
5 587,7	f^5	10	9,1
6 272	g^5	8,2	8,2
7 040	a^5	7,5	7,5
7 902,1	h^5	6,8	6,2
8 372	c^6	6,2	6,2
9 392	d^6	5,6	5,6
10 548	e^6	5,1	4,7
11 175	f^6	4,7	4,7
12 544	g^6	4,3	3,9
14 080	a^6	3,9	3,6
15 804	h^6	3,3	3,3

7. 3. Rauch-Filter vierter Ordnung mit dem TCA 250

Schaltet man, wie in Bild 84 dargestellt, zwei Tiefpässe zweiter Ordnung hintereinander, so multiplizieren sich die Frequenzgänge beider Stufen. Für eine Tschebyscheff-Charakteristik mit ± 1,5 % Welligkeit im Durchlaßbereich wurden für den Bereich 16 ... 250 Hz die Kondensatoren wie folgt gewählt: $C_1 = 22$ nF, $C_2 = 0{,}22$ µF, $C_3 = 2{,}2$ nF und $C_4 = 0{,}68$ µF [7]. Damit ergeben sich für die Widerstände die Zahlenwertgleichungen

$$\frac{R_1}{\text{k}\Omega} = \frac{5\,600\ \text{Hz}}{f_0}$$

$$\frac{R_2}{\text{k}\Omega} = \frac{4\,940\ \text{Hz}}{f_0}$$

$$\frac{R_3}{\text{k}\Omega} = \frac{4\,010\ \text{Hz}}{f_0}$$

Für den Bereich 250 ... 17 000 Hz werden die Kondensatoren gewählt zu $C_1 = 2{,}2$ nF, $C_2 = 22$ nF, $C_3 = 220$ pF und $C_4 = 68$ nF. Damit ergeben sich für die Widerstände die Zahlenwertgleichungen

$$\frac{R_1}{\text{k}\Omega} = \frac{56\,000\ \text{Hz}}{f_0}$$

$$\frac{R_2}{\text{k}\Omega} = \frac{49\,400\ \text{Hz}}{f_0}$$

$$\frac{R_3}{\text{k}\Omega} = \frac{40\,100\ \text{Hz}}{f_0}$$

In den Tabellen 7 und 8 ist die Dimensionierung der Widerstände für Grenzfrequenzen im Hörbereich zusammengestellt. Die berechneten Werte sind der Normreihe E24 angenähert.

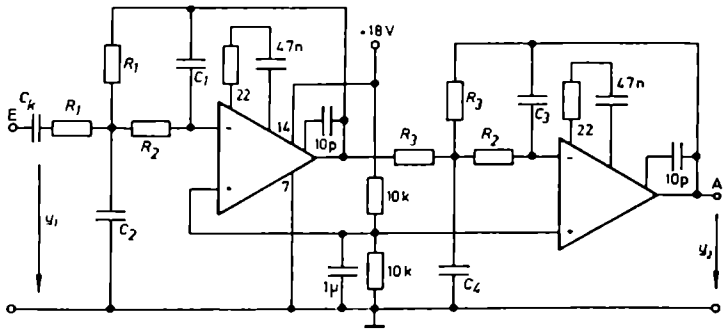


Bild 84: Rauch-Tiefpaß vierter Ordnung mit Frequenzkompensation für $V_u = 1$ und unsymmetrischer Spannungsversorgung

Tabelle 7: Dimensionierung des Rauch-Filters vierter Ordnung nach Bild 84 für den Frequenzbereich 16 ... 250 Hz. $C_1 = 22$ nF, $C_2 = 0{,}22$ µF, $C_3 = 2{,}2$ nF, $C_4 = 0{,}68$ µF

f_0 Hz	Ton	R_1 kΩ	R_2 kΩ	R_3 kΩ
16,35	C_2	330	330	240
18,35	D_2	300	270	220
20,6	E_2	270	240	200
21,83	F_2	270	220	180
24,5	G_2	240	200	160
27,5	A_2	200	180	150
30,87	H_2	180	160	130
32,7	C_1	180	150	120
36,7	D_1	150	130	110
41,2	E_1	130	120	100
43,65	F_1	130	110	91
49	G_1	110	100	82
55	A_1	100	91	75
61,74	H_1	91	82	62
65,41	C	82	75	62
73,42	D	75	68	56
82,41	E	68	62	47
87,31	F	62	56	47
98	G	56	51	39
110	A	51	43	39
123,47	H	47	39	33
130,81	c	43	36	30
146,84	d	39	33	27
164,8	e	33	30	24
174,6	f	33	27	22
196	g	27	27	20
220	a	24	22	20
246,9	h	22	20	16

Tabelle 8: Dimensionierung des Rauch-Filters vierter Ordnung nach Bild 84 für den Frequenzbereich 250 ... 17 000 Hz. $C_1 = 2{,}2$ nF, $C_2 = 22$ nF, $C_3 = 220$ pF, $C_4 = 68$ nF

f_0 Hz	Ton	R_1 kΩ	R_2 kΩ	R_3 kΩ
261,6	c^1	220	180	150
293,7	d^1	180	180	130
329,6	e^1	160	160	120
349,2	f^1	160	150	110
392	g^1	150	120	100
440	a^1	120	120	91
493,9	h^1	110	100	82
523,2	c^2	100	100	75
587,3	d^2	91	82	68
659,3	e^2	82	75	62
698,5	f^2	82	68	62
784	g^2	68	62	51
880	a^2	62	56	47
987,8	h^2	56	51	39
1 046,5	c^3	51	47	39
1 174,7	d^3	47	43	33
1 318,5	e^3	43	36	30
1 396,9	f^3	39	36	27
1 568	g^3	36	30	27
1 760	a^3	30	30	22
1 975,5	h^3	27	27	20
2 093	c^4	27	22	20
2 349,3	d^4	24	20	18
2 637	e^4	22	18	16
2 793,8	f^4	20	16	15
3 126	g^4	18	15	13
3 520	a^4	15	15	11
3 951,1	h^4	15	12	10
4 186	c^5	13	12	9,1
4 698,7	d^5	12	11	8,2
5 274,1	e^5	10	10	7,5
5 587,7	f^5	10	9,1	6,8
6 272	g^5	9,1	7,5	6,2
7 040	a^5	8,2	6,8	5,6
7 902,1	h^5	6,8	6,8	4,7
8 372	c^6	6,8	5,6	4,7
9 392	d^6	5,6	5,6	4,3
10 548	e^6	5,1	4,7	3,9
11 175	f^6	4,7	4,7	3,6
12 544	g^6	4,3	3,9	3,3
14 080	a^6	3,9	3,6	2,7
15 804	h^6	3,6	3,0	2,7

Bild 85 zeigt die normierte Frequenzcharakteristik des Filters Bild 84. Für $\alpha = 1$ fällt die Charakteristik in der ersten Oktave über der Grenzfrequenz f_0 um etwa 38 dB ab. Ein Änderung der beiden Widerstände R_2 um den Faktor α bewirkt eine Verschiebung der Grenzfrequenz f_0 um den Faktor $\beta \approx \sqrt{1/\alpha}$. Die Widerstandswerte der beiden Widerstände R_2 sollen um weniger als 10 % voneinander abweichen. Eine Abstimmung des Filters ist im Bereich $\alpha = 0{,}2 \ldots 2$ möglich. Gibt man einen Sicherheitsabstand von einem Halbton vor, so erübrigt sich eine Abstimmung, und die Bauelemente dürfen eine Toleranz von ± 5 % haben.

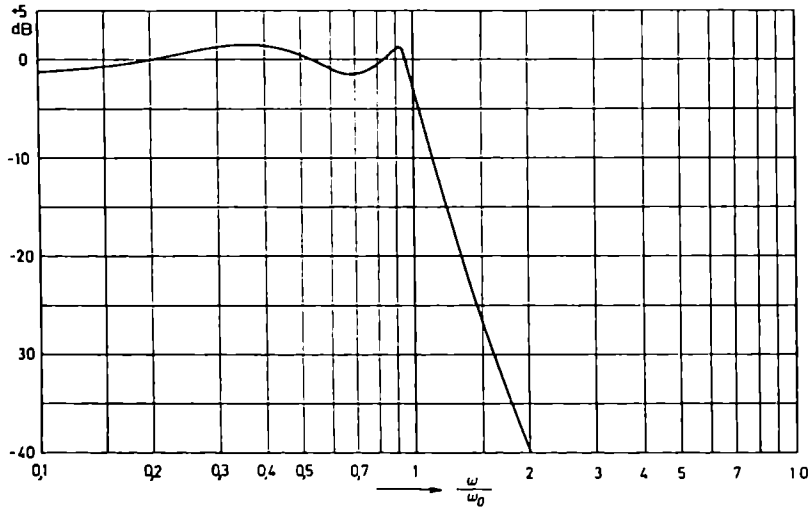


Bild 85: Normierte Frequenzcharakteristik des Rauch-Filters vierter Ordnung nach Bild 84 für $\alpha = 1$

7. 4. Betrachtungen zum Klirrfaktor

Bei Verwendung eines Tiefpasses zur Sinusbildung in elektronischen Orgeln wird der Klirrfaktor eines Tones im wesentlichen durch den Anteil der dritten Harmonischen bestimmt, da alle höheren Harmonischen erheblich stärker unterdrückt werden. Es genügt also, zur Bestimmung des Klirrfaktors nur die dritte Harmonische zu betrachten.

Im Spektrum der symmetrischen Rechteckspannung ist die Amplitude der dritten Harmonischen um 12 dB kleiner als die der Grundwelle f_1. Diese 12 dB müssen zum Dämpfungsmaß a^* des Filters bei der Frequenz $f^* = 3\,f_1$ hinzugezählt werden, um den Klirrfaktor k_3 des Ausgangssignals zu ermitteln. Dabei sei angenommen, daß die Grundwelle f_1 das Filter ungedämpft passiert. Bild 86 zeigt die Abhängigkeit des Klirrfaktors k_3 vom Dämpfungsmaß a^* des Filters bei der dritten Harmonischen.

In einer elektronischen Orgel wird jedem Sinusfilter eine Gruppe mehrerer Töne zugeführt, z. B. sechs Töne, dann spricht man vom Halboktavfilter, oder zehn Töne bei Verwendung des integrierten Orgelgatters TBA 470, oder zwölf Töne, dann spricht man vom Oktavfilter. Der tiefste Ton der Gruppe mit der Grundfrequenz f_{min} hat stets den höchsten Klirrfaktor k_3. Liegt aus Toleranzgründen die Grenzfrequenz f_0 um einen Halbtonschritt über der höchsten Grundfrequenz f_{max} der Gruppe, so muß

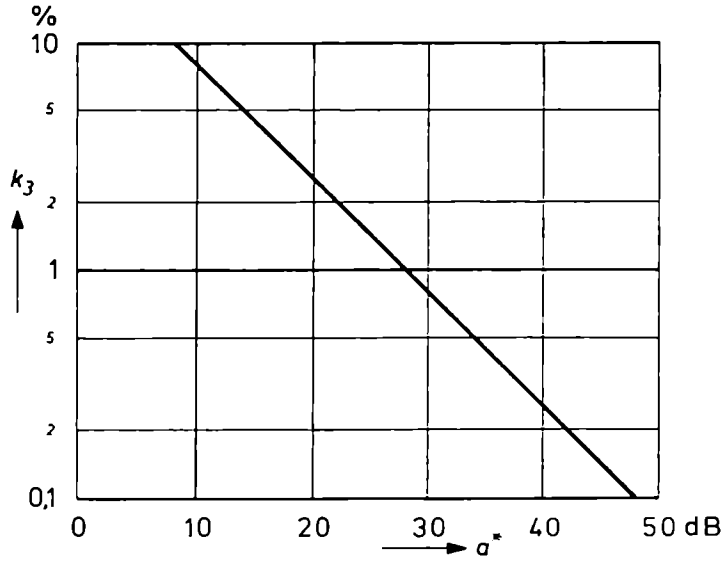


Bild 86: Klirrfaktor k_3 in Abhängigkeit vom Dämpfungsmaß a^* eines Tiefpasses bei rechteckförmigem Eingangssignal

zur Ermittlung des Klirrfaktors k_3 das Dämpfungsmaß a^* bei folgenden Frequenzen f^* aus der Frequenzcharakteristik, Bilder 83 bzw. 85, abgelesen werden:

Halboktavfilter	$f^*_6 \approx 2\, f_0$
Zehnergruppenfilter	$f^*_{10} \approx 1{,}59\, f_0$
Oktavfilter	$f^*_{12} \approx 1{,}41\, f_0$

Für die beschriebenen Tschebyscheff-Tiefpässe zweiter und vierter Ordnung mit ± 1,5 % Welligkeit liest man unter der Annahme $a\,(f_{min}) = 0$ dB aus den Bildern 81 und 86 die in Tabelle 9 zusammengestellten Klirrfaktoren k_3 für den tiefsten Ton der jeweiligen Gruppe ab.

Tabelle 9: Klirrfaktor k_3 für den tiefsten Ton f_{min} einer Tongruppe

	Tschebyscheff-Tiefpaß	
	zweiter Ordnung k_3 %	vierter Ordnung k_3 %
Halboktavfilter	3,5	0,27
Zehnergruppenfilter	6	0,85
Oktavfilter	8	1,7

Der Eingangswiderstand der Filter wird durch den Widerstand R_1 bestimmt. Es ist zu beachten, daß der in Reihe mit dem Eingangskoppelkondensator C_k liegende Widerstand R_1 gebildet wird aus der Summe von eingelötetem Widerstand und Ausgangswiderstand der Signalquelle.

Der Ausgangswiderstand der aktiven Tiefpässe ist wegen der starken Gegenkopplung stets klein. Er beträgt für den invertierenden Verstärker mit der Schleifenverstärkung v_0 näherungsweise

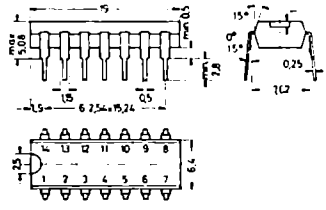
$$Z_{out} \approx r_a \cdot \frac{1 + |v_0|}{V_u} \approx 200 \cdot \frac{1 + 1}{10000} = 40\ \text{m}\Omega.$$

7. 5. Daten des TCA 250 (Daten für Entwicklungsmuster)

Der monolithisch integrierte Zweifach-Filterverstärker TCA 250 ist vorzugsweise für den Aufbau aktiver Filter im NF-Bereich geeignet, z. B. für elektronische Orgeln. Die beiden voneinander unabhängigen Verstärker zeichnen sich aus durch hohe Spannungsverstärkung und hohen Eingangswiderstand.

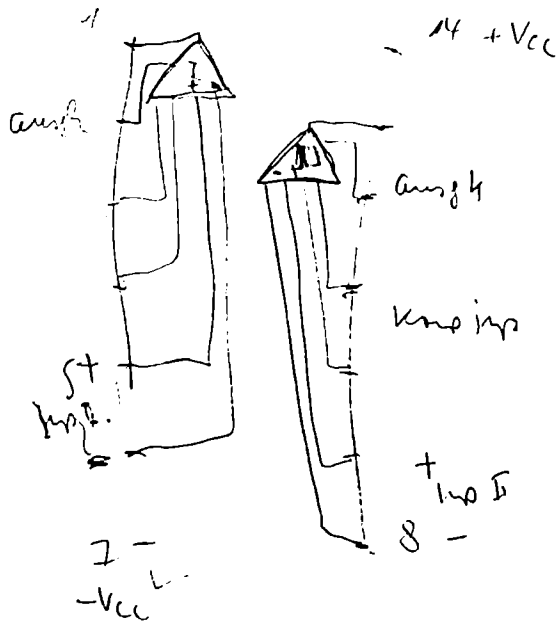
Der TCA 250 kann sowohl an einer symmetrischen Versorgungsspannung von z. B. 2 x 9 V als auch an einer unsymmetrischen Versorgungsspannung von z. B. 18 V betrieben werden. Bild 87 zeigt das Maßbild des TCA 250.

Bild 87:
TCA 250 „A" im Dual-in-Line-Kunststoffgehäuse TO-116 (Dil) 20 A 14 nach DIN 41 866
Gewicht ca. 1,1 g Maße in mm
Auf besonderen Wunsch ist auch eine Ausführung TCA 250 „B" in Quad-in-Line (Quil) lieferbar.



Anschlüsse

1	Ausgang I
2	Ausgangsfrequenzkompensation I
3, 4	Eingangsfrequenzkompensation I
5	nicht invert. Eingang I (+)
6	Invertierender Eingang I (−)
7	$-U_{CC}$
8	invertierender Eingang II (−)
9	nicht invert. Eingang II (+)
10, 11	Eingangsfrequenzkompensation II
12	Ausgangsfrequenzkompensation II
13	Ausgang II
14	$+U_{CC}$



Alle Spannungsangaben sind bezogen auf Masse, d. h. auf die elektrische Mitte zwischen der positiven Versorgungsspannung U_{14} und der negativen Versorgungsspannung U_7.

Grenzwerte

Versorgungsspannung	U_{14}	11	V
	$-U_7$	11	V
Gleichtakt-Eingangsspannung	U_E	$U_7 \ldots U_{14}$	
Differenz-Eingangsspannung	U_D	± 5	V
Ausgangsstrom	I_A	10	mA
	$-I_A$	10	mA
Umgebungstemperaturbereich	T_U	$0 \ldots +60$	°C

Kennwerte
bei $U_{14} = -U_7 = 9$ V, $f = 1$ kHz, $T_U = 25$ °C

Leerlauf-Kleinsignal-Spannungsverstärkung	V_u	82 (72 ... 90)	dB
obere Grenzfrequenz der Spannungsverstärkung	$f_{3\,dB}$	> 100	kHz
Eingangswiderstand	r_e	50	kΩ
Ausgangswiderstand	r_a	200	Ω
Arbeitsbereich der Ausgangsspannung bei $R_L = 1$ kΩ	$\pm U_{ass}$	5,5 ($> 4{,}5$)	V
Stromaufnahme ohne Aussteuerung	I_{14}	5	mA

Empfohlene Betriebswerte

Versorgungsspannung symmetrisch	U_{14}	9	V
	$-U_7$	9	V
unsymmetrisch	$U_{14/7}$	18	V

8. Verstärker

8. 1. Elektronischer Verstärkungssteller

In manchen Anwendungsfällen muß die Verstärkung kleiner Signale mit Hilfe einer Gleichspannung verändert werden können, wie beispielsweise bei der fernbedienten Lautstärkeeinstellung oder bei einer gleichsinnigen Verstärkungsänderung mehrerer Kanäle, wenn auf mechanisch gekuppelte Potentiometer verzichtet werden muß.

Bild 88 zeigt die Schaltung eines auf elektronischem Wege in seiner Spannungsverstärkung einstellbaren NF-Verstärkers für kleine Eingangssignale von etwa 10 mV [21]. Die erforderliche Steuergleichspannung bewegt sich zwischen 0,6 V und 25 V, und die damit erzielte Verstärkungsänderung beträgt 40 dB.

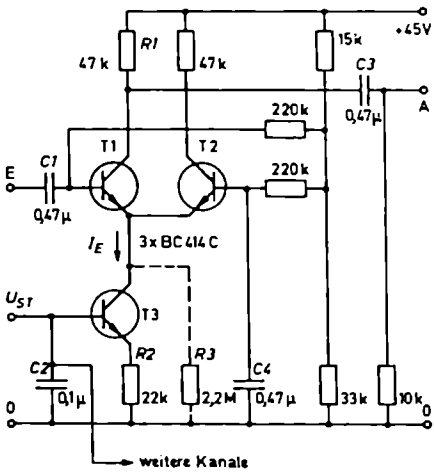


Bild 88: Elektronischer Verstärkungssteller

Zur Einstellung der Verstärkung dient ein aus den Transistoren T1 und T2 aufgebauter symmetrischer Differenzverstärker, dessen einer Eingang das Eingangssignal erhält, während der andere Eingang wechselspannungsmäßig über einen 0,47-µF-Kondensator mit Masse verbunden ist. Die Spannungsverstärkung eines solchen Differenzverstärkers ist proportional dem Emitterstrom I_E, der seinerseits mit dem als einstellbare Konstantstromquelle arbeitenden Transistor T3 auf dem gewünschten Wert gehalten wird. Bild 89 zeigt die Abhängigkeit der Verstärkung von der Steuerspannung. Will man vermeiden, daß für eine Steuerspannung unter etwa 0,6 V die Verstärkung zu Null wird, so kann man mit Hilfe des Widerstandes *R3* den Mindestwert des Emitterstromes und somit die Mindestverstärkung vorgeben. Der Maximalwert des Emitterstromes wird durch den Maximalwert der Steuerspannung und durch den Emitterwiderstand *R2* bestimmt. Für einen Einstellbereich der Verstärkung von 40 dB verhält sich *R2* zu *R3* wie 1 zu 100.

Die untere Grenzfrequenz der Schaltung wird durch die Kondensatoren *C1*, *C3* und *C4* bestimmt. Der Kondensator *C2* siebt die Steuerspannung, da deren Welligkeit (z. B. Brumm) die Amplitude des NF-Nutzsignals modulieren würde. Die Kapazität von *C2* ist den jeweiligen Erfordernissen anzupassen.

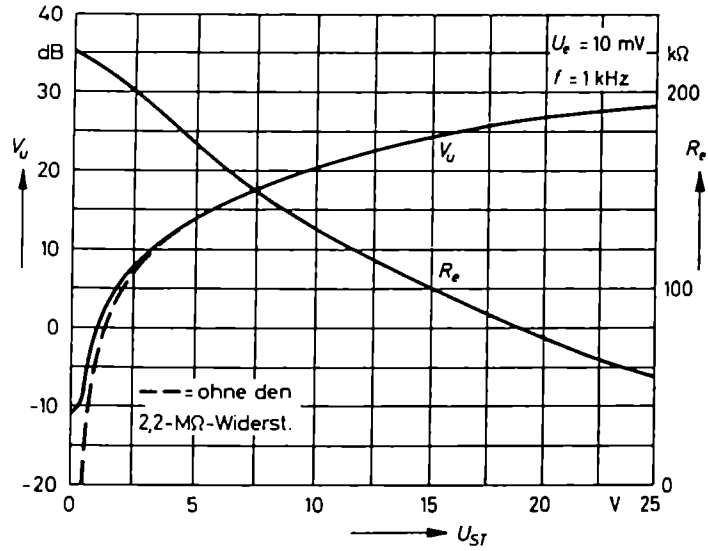


Bild 89: Spannungsverstärkung und Eingangswiderstand des elektronischen Verstärkungsstellers in Abhängigkeit von der Steuerspannung

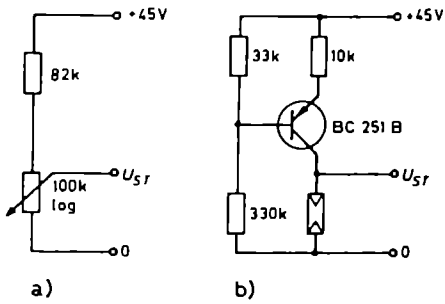


Bild 90: Steuerspannungsgeber für den elektronischen Verstärkungssteller nach Bild 88
a) mit Potentiometer
b) mit Fotowiderstand

Zwei Beispiele für den Steuerspannungsgeber sind im Bild 90 wiedergegeben. Bild 90a zeigt die Einstellung der Verstärker mit einem logarithmischen Potentiometer. Im Bild 90b wird ein Fotowiderstand verwendet, der durch eine bewegliche Blende gegenüber einer Lichtquelle abgeschattet werden kann. Diese Schaltung eignet sich insbesondere zur fußbedienten Lautstärkeeinstellung eines oder mehrerer NF-Kanäle in elektronischen Orgeln. Um eine möglichst lineare Zuordnung zwischen dem Widerstandswert des Fotowiderstandes und der Steuergleichspannung zu erzielen, wird der Fotowiderstand aus einer Konstantstromquelle mit einem Strom von 0,25 mA gespeist.

Die Schaltung Bild 88 ist ausgelegt für eine maximale Eingangsspannung von 10 mV und hat bei dieser Eingangsspannung folgende Eigenschaften:

Spannungsverstärkung bei + 25 V Steuerspannung	28 dB
bei 0 V Steuerspannung	− 12 dB
Einstellbereich	40 dB
Eingangswiderstand	> 55 kΩ
Ausgangswiderstand	< 10 kΩ
untere Grenzfrequenz	< 30 Hz
obere Grenzfrequenz	> 100 kHz
Abhängigkeit der Spannungsverstärkung von der Versorgungsspannung	< 2 dB/10 %

8. 2. Verstärker mit kleinem Eingangswiderstand

In manchen Verharfungsschaltungen ist es erforderlich, einzelne Gatterausgänge verschiedenen Sammelschienen zuzuleiten, so beispielsweise, wenn die Tonfrequenzsignale einerseits fußlagenweise, andererseits halboktav- oder oktavweise zur Sinusbildung zusammengefaßt werden sollen. Dazu müssen die verschiedenen Sammelschienen ausreichend entkoppelt werden, damit nicht störende Signale von einer Sammelschiene auf eine andere gelangen können.

Bild 91 zeigt eine Schaltungsanordnung mit den Sammelschienen I und II. Die Sammelschiene I wird durch eine Parallelschaltung aus dem Summierwiderstand R_S und dem Eingangswiderstand des in Basisschaltung betriebenen Verstärkertransistors BC 172 C abgeschlossen. Der Eingangswiderstand dieser Verstärkerstufe beträgt

$$h_{11b} < 20\ \Omega \text{ bei } I_C > 2\ \text{mA}.$$

Wählt man den Summierwiderstand $R_S \gg h_{11b}$, hier $R_S = 820\ \Omega$, so wird die Ausgangswechselspannung des Verstärkers allein durch den Arbeitswiderstand von 2,2 kΩ und den vom integrierten Orgelgatter TBA 470 eingeprägten Emitter-Wechselstrom bestimmt. Aufgrund der Stromsteuerung ist diese Schaltung auch sicher gegen Störspannungseinstreuungen.

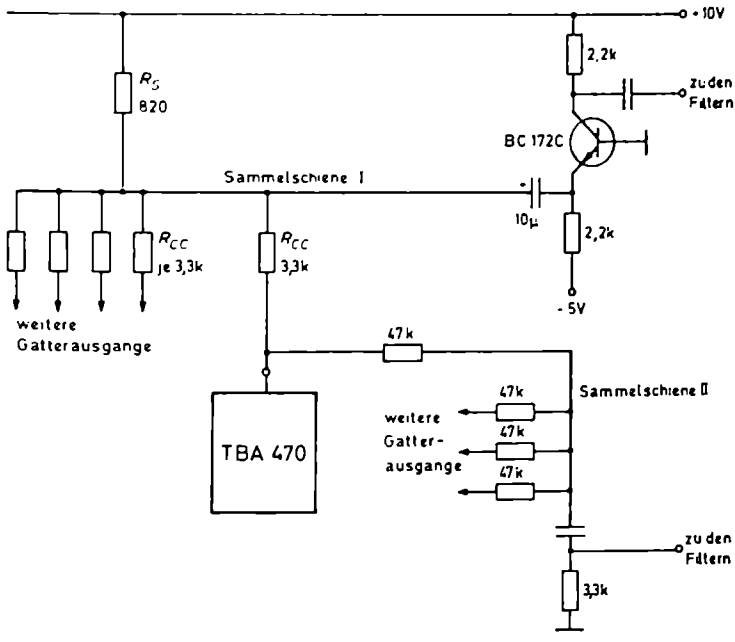


Bild 91: Verstärker mit kleinem Eingangswiderstand

Die Sammelschiene II muß nicht niederohmig abgeschlossen werden wie Schiene I, da dort die Auskopplung über hochohmige Widerstände (47 kΩ) erfolgt. Der Wert von R_{CC} dagegen darf zur Vermeidung einer Sättigung der Gatter nicht größer gewählt werden.

8. 3. 60-W-Verstärker mit umschaltbarer Ausgangsleistung

Mit modernen Silizium-Transistoren lassen sich in einfacher Schaltungstechnik Verstärker mit Ausgangsleistungen bis zu 100 W und mehr bauen. Demgegenüber liegt die Belastbarkeit der heute angebotenen Lautsprecherboxen meist bei 10 . . . 30 W, und nur wenige, teure Boxen sind für Leistungen zwischen 40 und 80 W ausgelegt. Da die kleineren Boxen durch versehentliche Überlastung leicht beschädigt oder zerstört werden können, wird man im allgemeinen Verstärker und Lautsprecherboxen in ihren Leistungswerten aufeinander abstimmen.

Um von vornherein für den weiteren Ausbau einer Wiedergabeeinheit gerüstet zu sein, kann man einen Verstärker nach Bild 92 [22] verwenden, dessen an sich hohe maximale Ausgangsleistung durch einfaches Umschalten der Versorgungsspannung (Abgriffe am Netztransformator) reduziert und so der Belastbarkeit der verwendeten Boxen angepaßt werden kann. In der Schaltung nach Bild 92 sind die nachfolgend beschriebenen

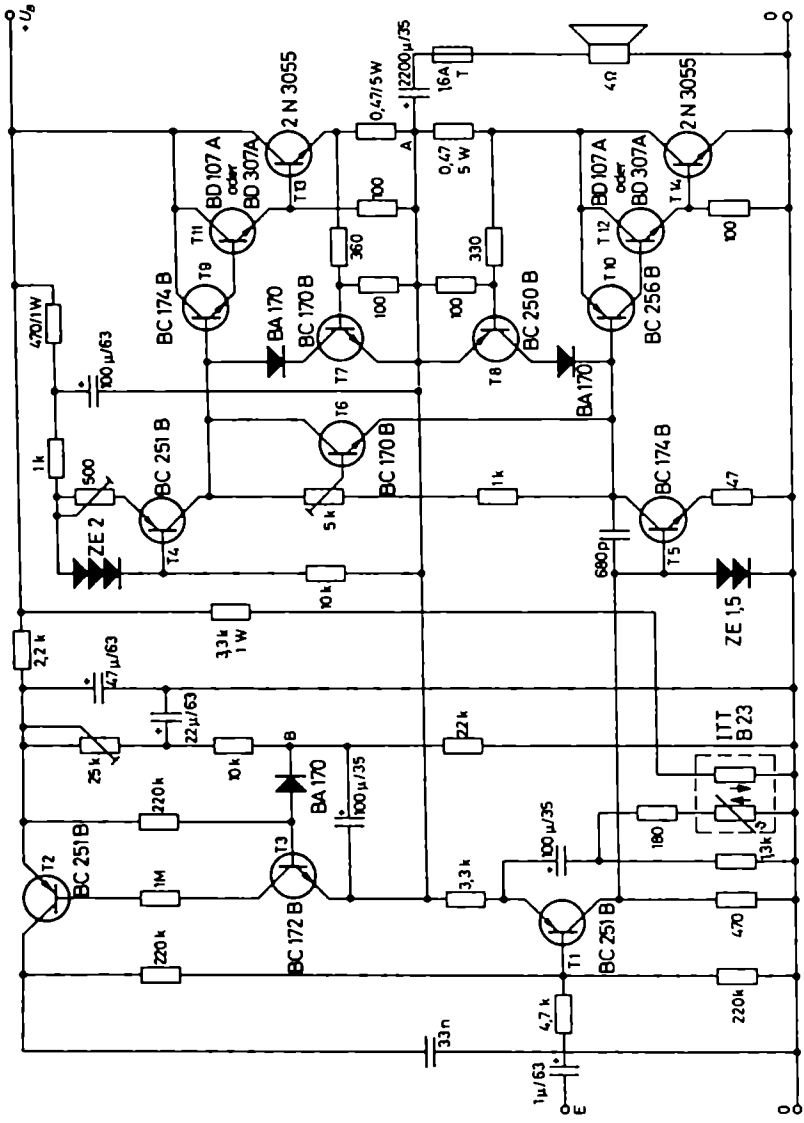


Bild 92: 60-W-Verstärker mit umschaltbarer Ausgangsleistung

Maßnahmen getroffen, um bei den verschiedenen Versorgungsspannungen automatisch Arbeitspunkt und erforderliche Eingangsspannung konstant zu halten.

Nach der Gleichung

$$P_{out} = \frac{(U_B - U_{V1} - U_{V2})^2}{8\,R_L}$$

wird die maximale Ausgangsleistung bei gleichbleibendem Lastwiderstand R_L durch die Höhe der Versorgungsspannung U_B bestimmt. U_{V1} und U_{V2} sind die Spannungsverluste für die positive und die negative Halbwelle der Ausgangsspannung und setzen sich zusammen aus dem Spannungsabfall an den Transistoren der Endstufe und dem Spannungsabfall am 0,47-Ω-Emitter- bzw. Kollektorwiderstand der Endstufe.

Ein Umschalten der Versorgungsspannung bewirkt

1. ein Auswandern des Arbeitspunktes, das heißt, die Gleichspannung am Punkt A weicht dann ab vom Sollwert $U_B/2$;

2. eine starke Änderung des Ruhestroms der Endstufe;

3. eine Änderung der für Vollaussteuerung erforderlichen Eingangsspannung.

Als Abhilfe wurden folgende Maßnahmen getroffen:

1. Die Gleichspannung am Punkt A wird mit Hilfe des Transistors T3 mit der von einem einstellbaren Spannungsteiler abgegriffenen halben Versorgungsspannung verglichen. Dieser Differenzverstärker-Transistor T3 bildet mit dem Längstransistor T2 eine Serien-Stabilisierungsschaltung, welche die Spannung an der Basis des Eingangstransistors T1 so steuert, daß U_A stets $U_B/2$ ist.

2. Im Kollektorkreis des Transistors T5 liegt eine mit dem Transistor T4 und der Stabilisatordiode ZE 2 aufgebaute Konstantstromquelle, die den Kollektorstrom von T5 und damit auch den Ruhestrom der Endstufe gegen Änderungen der Versorgungsspannung stabilisiert.

3. Der die Verstärkung bestimmende Gegenkopplungs-Spannungsteiler, an den der Emitter des Eingangstransistors T1 angeschlossen ist, enthält in seinem unteren Zweig den indirekt geheizten ITT-Perlenthermistor (NTC-Widerstand) B 23, dessen Heizwiderstand über den 3,3-kΩ-Widerstand an die Versorgungsspannung angeschlossen ist und so einen der Versorgungsspannung proportionalen Heizstrom erhält. Durch die von der Versorgungsspannung abhängige Beheizung des Thermistors ändert sich das Teilerverhältnis des Gegenkopplungsteilers so, daß für beliebige Versorgungsspannung zwischen 20 und 60 V für Vollaussteuerung stets eine Eingangsspannung von etwa 1 V erforderlich ist.

Der Transistor T6 bewirkt in bekannter Weise die Kompensation des Ruhestroms der Endstufe gegenüber Schwankungen der Umgebungstemperatur. Die Transistoren T7 und T8 werden vom Spannungsabfall an den 0,47-Ω-Widerständen, der dem Ausgangsstrom des Verstärkers proportional ist, angesteuert und begrenzen den Spitzenstrom in den Endtransistoren auf etwa 7 A, so eine Überlastung verhindernd. Im Kurzschlußfall trennt die Sicherung am Ausgang die Last vom Verstärker. Durch die Diode ZE 1,5 und den 47-Ω-Emitterwiderstand wird der Transistor T5 vor Überlastung bei Kurzschluß geschützt.

Für eine zulässige Umgebungstemperatur von 45 °C benötigt jeder der beiden Endtransistoren 2 N 3055 einen Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand $R_{thK} < 6$ K/W. Bei Verwendung eines gemeinsamen Kühlkörpers muß dessen Wärmewiderstand < 3 K/W sein. Die Treibertransistoren BD 107 oder BD 307 kommen mit einem kleinen Kühlblech von einigen Quadratzentimetern aus. Sie können auch mit auf den Kühlkörper der Endtransistoren geschraubt werden.

Das Netzteil ist sehr einfach, wie Bild 93 zeigt. Infolge der beschriebenen Stabilisierungsmaßnahmen kann auf eine Stabilisierungsschaltung im Netzteil verzichtet werden, und es genügt eine einfache Gleichrichter-Brückenschaltung mit Ladekondensator. Mit Hilfe des Stufenschalters ist die maximale Ausgangsleistung des Verstärkers in der beschriebenen Weise einstellbar.

Vor dem ersten Einschalten des Verstärkers ist das 500-Ω-Potentiometer auf seinen größten Wert einzustellen und der Schleifer des 5-kΩ-Potentiometers ganz zum Kollektor des Transistors T6 hin zu drehen. Mit dem 25-kΩ-Potentiometer wird die Spannung am Punkt B auf den halben Wert der Versorgungsspannung eingestellt. Am Ausgang, Punkt A, muß dann etwa die gleiche Spannung zu messen sein. Darauf stellt man mit dem 500-Ω-Potentiometer den Kollektorstrom des Transistors T5 auf 5 mA ein, zu messen als Spannungsabfall von 230 mV am Emitterwiderstand von T5. Nun erst wird mit dem 5-kΩ-Potentiometer der Ruhestrom der Endstufe auf 20 mA eingestellt, zu messen als Spannungsabfall von ca. 10 mV an einem der 0,47-Ω-Widerstände in der Endstufe. Nach diesen Einstellungen ist der Verstärker betriebsbereit.

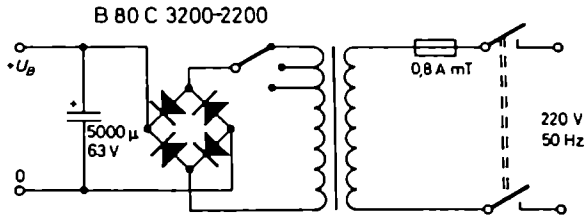


Bild 93: Netzteil für den 60-W-Verstärker

Die Daten des Verstärkers sind:

Ausgangsleistung	bei	Versorgungsspannung
15 W		29 V
30 W		40 V
60 W		56 V

Jede andere Ausgangsleistung zwischen etwa 10 W und 60 W ist durch entsprechende Höhe der Versorgungsspannung im Bereich von 20 . . . 60 V frei wählbar.

Frequenzgang: ± 1 dB im Bereich 25 Hz . . . 20 kHz

Eingangsspannung für Vollaussteuerung: 1 V

Klirrfaktor bei Vollaussteuerung: < 0,2 % bei 100 Hz
< 0,1 % bei 1 kHz
< 0,25 % bei 10 kHz

Daten des Transformators

Kern: M 102a, Dynamoblech III, wechselseitig o. L.

Wicklungen: primär 735 Wdg. 0,35 mm ⌀ CuL
sekundär 77 + 28 + 42 Wdg. 1,2 mm ⌀ CuL

9. Stromversorgung

Das Orgel-Baukastensystem von INTERMETALL ist für zwei stabilisierte Versorgungsspannungen von + 10 V und − 10 V ausgelegt. Um zu vermeiden, daß sich einzelne Baugruppen durch Störspannungen auf den Versorgungsleitungen gegenseitig beeinflussen, wird empfohlen, die Versorgungsspannung jeder Baugruppe zusätzlich über ein *RC*-Glied zu sieben. Dabei müssen an den einzelnen Siebwiderständen Spannungsabfälle entstehen, die auf etwa 1 V festgelegt werden. Infolgedessen müssen die Stabilisierungsschaltungen im Netzteil für Ausgangsspannungen von + 11 V und − 11 V ausgelegt werden.

Die Schaltung nach Bild 94 stabilisiert diese beiden Spannungen und ist im positiven Zweig mit 0,7 A belastbar, im negativen mit 0,5 A. Als Netztransformator ist der Typ EN 25 (mit Lötösen) bzw. EN 25 Print (mit Lötschwertern für gedruckte Schaltungen) der Firma K. F. Schwarz, Ludwigshafen, geeignet. Er ist ausgelegt für 220 V primär und hat zwei 15-V-

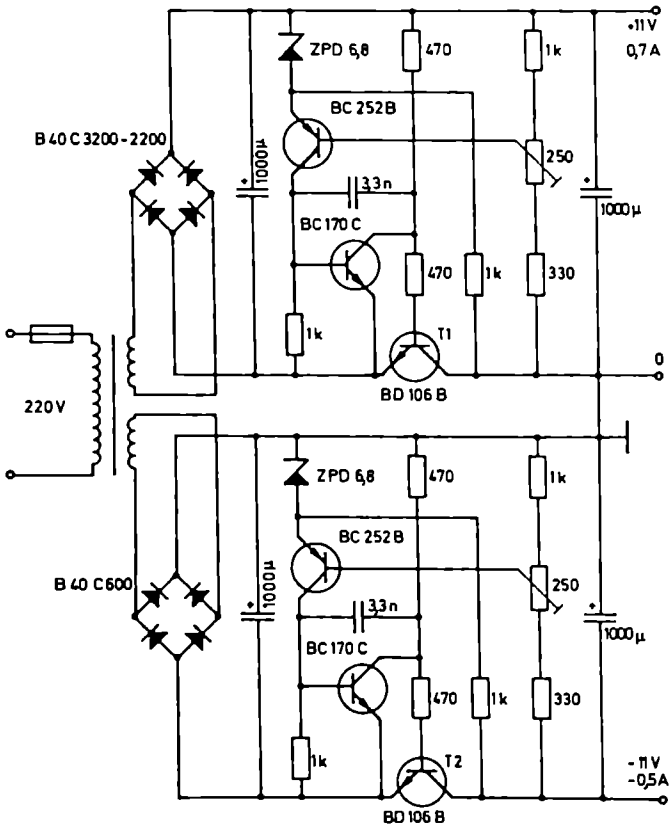


Bild 94: Stabilisiertes Netzteil für die Speisung elektronischer Orgeln

Sekundärwicklungen. Die Längstransistoren der Stabilisierungsschaltungen, T1 und T2, müssen zusätzlich gekühlt werden. T1 benötigt einen Kühler mit einem Wärmewiderstand von $R_{thK} = 7$ K/W, zum Beispiel ein 1 mm dickes Aluminiumblech quadratischer Form mit der Seitenlänge 110 mm. Das Transistorgehäuse darf mit Masse verbunden sein. Der Transistor T2 benötigt einen Kühler mit einem Wärmewiderstand von $R_{thK} = 16$ K/W, beispielsweise ein quadratisches, 1 mm dickes Aluminiumblech mit 70 mm Seitenlänge. Das Gehäuse von T2 muß gegen Masse isoliert sein.

Die exakte Ausgangsspannung von + 11 V bzw. − 11 V wird mit den beiden Trimmpotentiometern eingestellt. Die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von Schwankungen der Versorgungsspannung und des Laststromes ist sehr klein; sie beträgt wenige Millivolt im Bereich der Netzspannung von 190 ... 250 V und im Bereich des Laststromes von 0,1 ... 0,7 A bzw. 0,1 ... 0,5 A. Die Stabilisierungsschaltungen sind nicht kurzschlußfest.

10. Beispiel einer elektronischen Orgel mit integrierten Schaltungen von INTERMETALL

Im folgenden sind Anregungen und Hinweise gegeben, wie aus den in den früheren Kapiteln beschriebenen Baugruppen ein sehr vielseitig spielbares Instrument zusammengefügt werden kann. Seine Abmessungen wurden bestimmt durch das gewählte Gehäuse eines sogenannten elektronischen Kompaktpianos mit einer 61-Tasten-Klaviatur von F . . . f. Häufig wiederkehrende Baugruppen wurden in Druckschaltungstechnik ausgeführt und für Service und evtl. Änderungen steckbar angeordnet. Verwendet wurden folgende Baugruppen aus diesem Buch:

1. Der Zwölftongenerator mit SAH 190 (Seiten 27 . . . 40)
2. Der Vibrato-Oszillator (Seite 41)
3. Frequenzteiler mit SAJ 110 (Seiten 42 . . . 47)
4. Gatterschaltungen mit TBA 470 (Seiten 48 . . . 63)
5. Universelle Hüllkurvenschaltungen (Seiten 67 . . . 79)
6. Additive Klangformung Treppenbildung (Seiten 80 . . . 82)
7. Elektronische Bounce-Unterdrückung (Seiten 56 . . . 60)
8. Stromversorgung (Seiten 110 . . . 111)

Darüber hinaus wurden umschaltbare aktive Filter zur Erzeugung verschiedener Klangstrukturen in den Signalweg eingebaut. Das Ausgangssignal des Instruments ist an die Eingangsempfindlichkeit üblicher Verstärker angepaßt. Für Hüllkurven-, Gatter-, Oszillator- und Frequenzteilerschaltungen wurden Printplatten angefertigt, während die übrigen Schaltungsteile auf Veroboardstreifen und Experimentierlochplatten von Hand verdrahtet sind.

Die Zusammenschaltung der genannten Baugruppen zeigt im Prinzip das Blockschaltbild Bild 95.

Die Baugruppen in Bild 96, einschließlich der zwölf Frequenzteiler, sind auf einem Veroboardstreifen mit 16 Leiterbahnen befestigt, welche die Versorgungsspannungen zuführen und die Eingänge der Teilerschaltungen mit den Ausgängen des Zwölftongenerators verbinden. Die Ausgänge der Teilerstufen sind über Kabelbäume mit den Gattern und der Verharfung verbunden. Hierzu siehe auch die Bilder 97 . . . 101.

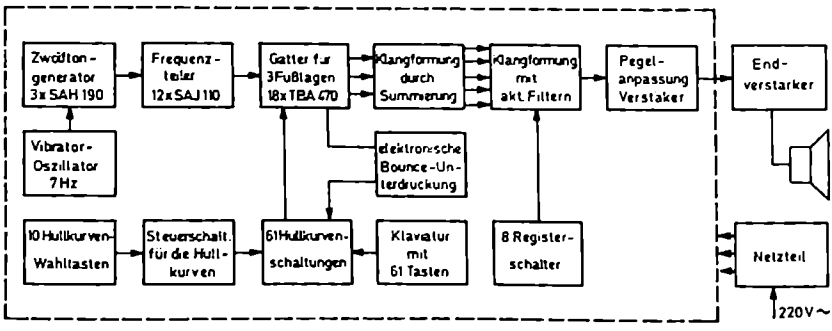


Bild 95: Blockschaltbild der INTERMETALL-Orgel

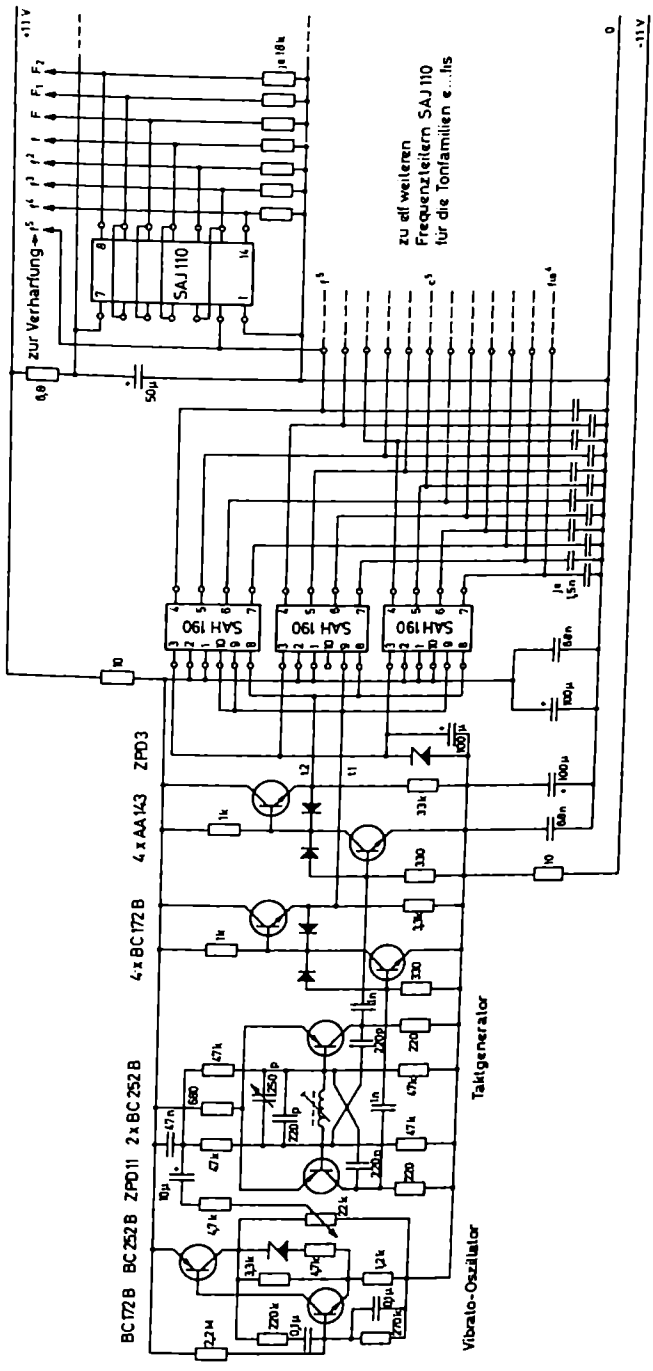


Bild 96: Schaltungsausschnitt Muttergenerator, Frequenzteiler und Vibrato-Oszillator

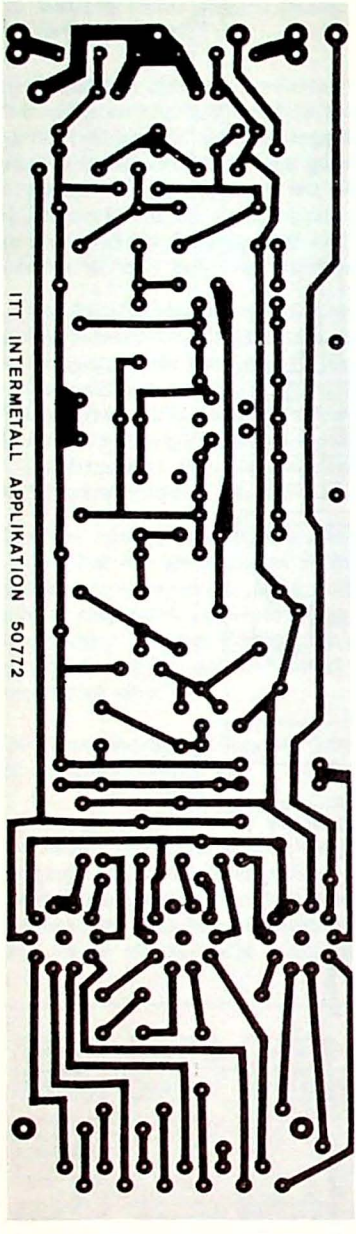


Bild 97:
Printplatte für die Schaltung Bild 26, Leiterseite, 1 : 1

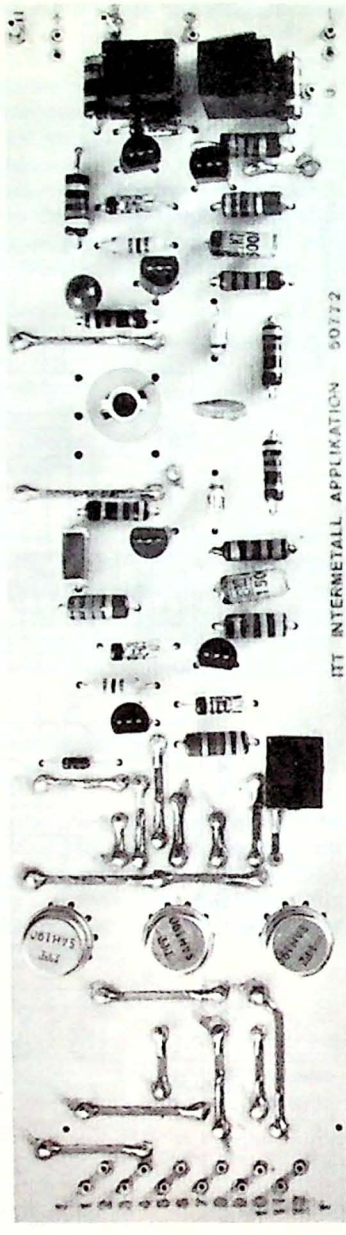


Bild 98:
Printplatte Bild 97, bestückt

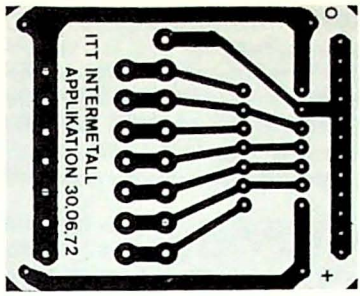


Bild 99:
Printplatte für den integrierten Frequenzteiler SAJ 110, Leiterseite, 1 : 1

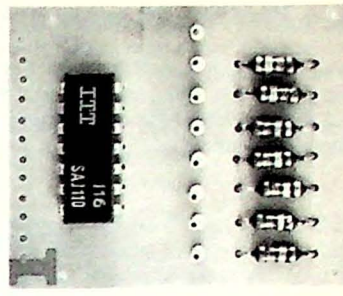


Bild 100:
Printplatte Bild 99, bestückt

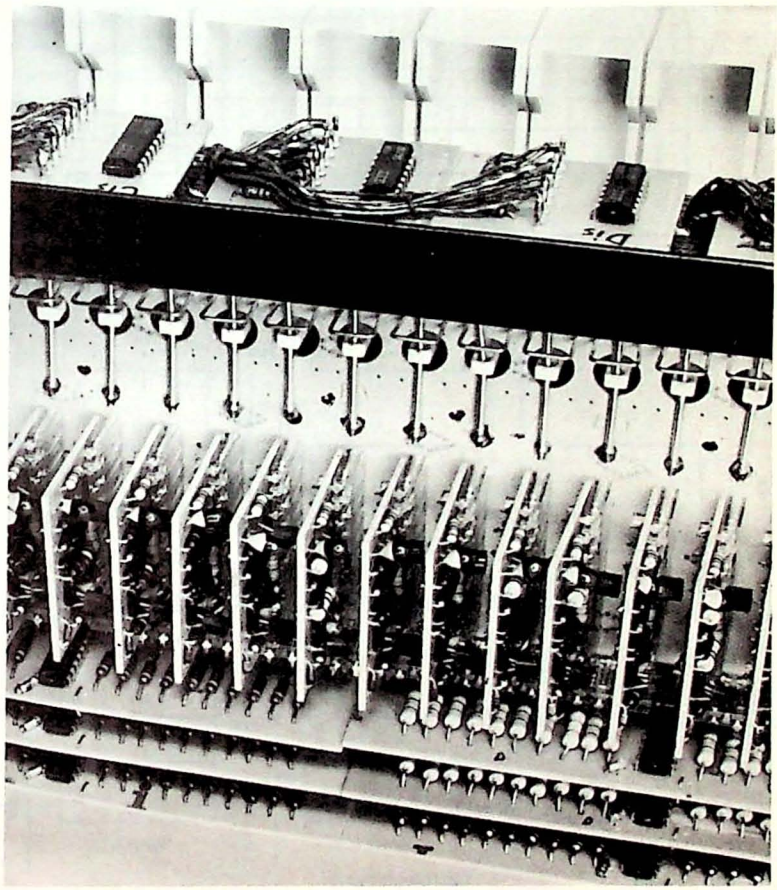


Bild 101: Ausschnittfoto der beschriebenen elektronischen Orgel

10. 1. Verharfung mit dem integrierten Orgelgatter TBA 470

Bild 102 zeigt das Schaltbild der Verharfung für die Töne $Fis_1 \ldots Ais_1$, Fis ... Ais und fis ... ais. Die aus Platzgründen nur angedeutete Schaltung für die restlichen Töne (mit Trennwiderständen 47 kΩ) ist in der gleichen Weise aufgebaut.

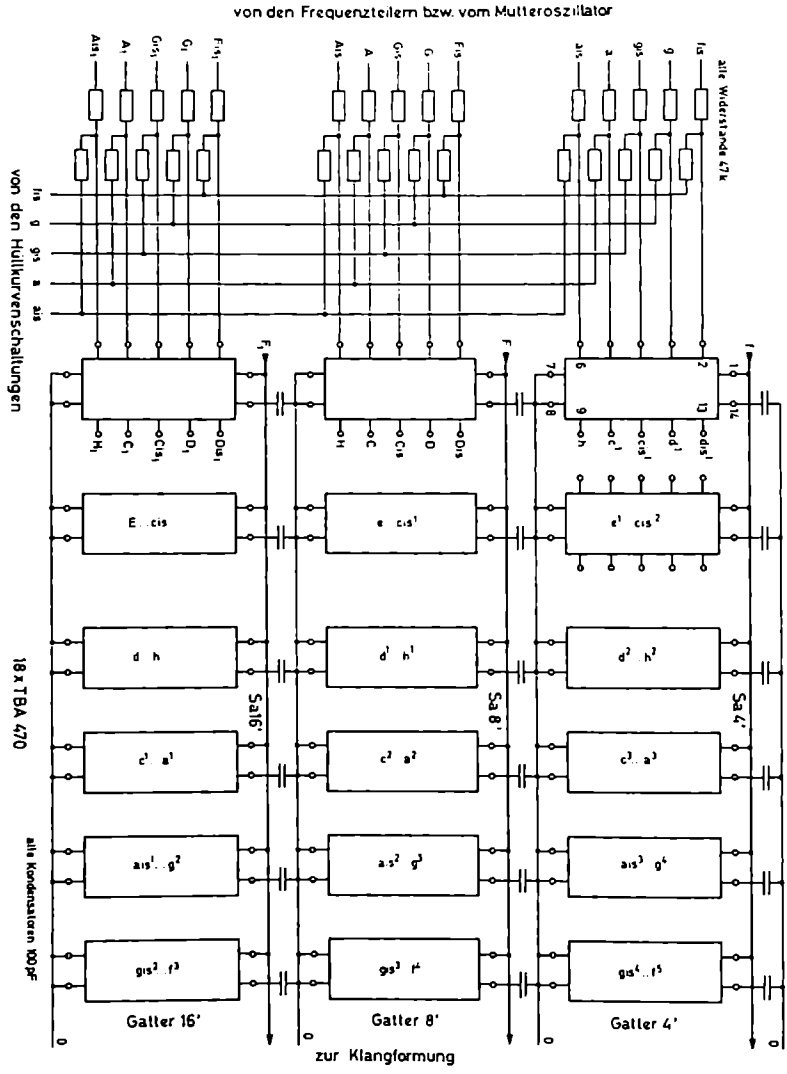


Bild 102: Verharfung mit 18 integrierten Orgelgattern TBA 470

Je ein integriertes Gatter TBA 470 ist mit den zugehörigen 20 Widerständen 47 kΩ und dem Entkoppelkondensator 100 pF auf einer steckbaren Leiterplatte (Bilder 104 und 105 sowie Bild 101 unten) untergebracht. Jeweils sechs dieser Gatterkarten befinden sich auf einer für 20 Tasten und drei Fußlagen ausgelegten Grundplatine (Bild 106). Die Verbindung der einzelnen Fußlagen untereinander (Verharfung) erfolgt in freier Verdrahtung unterhalb der Grundplatine.

Mit drei dieser Grundplatinen werden jedoch erst 60 Tasten erfaßt. Für die 61. Taste, das tiefe F, wird eine diskrete Gatterschaltung nach Bild 103 aufgebaut. Für diese Gatterschaltung wurde ebenfalls eine Printplatte angefertigt, die aber gleich für fünf Tasten ausgelegt wurde und nach Bedarf, hier bis auf eine, abgeschnitten wird. Sie ist hier nicht abgebildet.

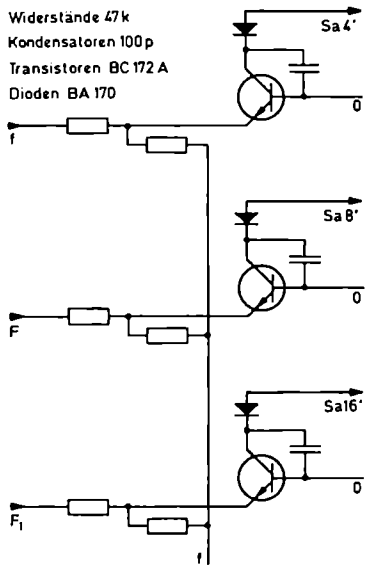


Bild 103: Diskret aufgebautes Gatter für das tiefe F, 61. Taste

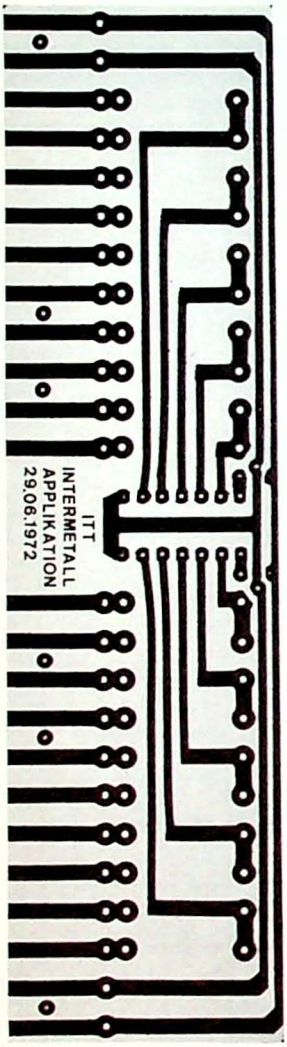


Bild 104:
Printplatte für das integrierte Orgelgatter TBA 470, Leiterseite, 1 : 1

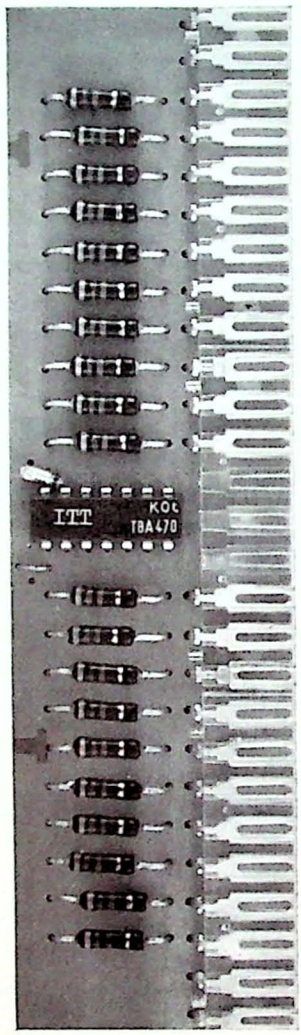


Bild 105:
Printplatte Bild 104, bestückt

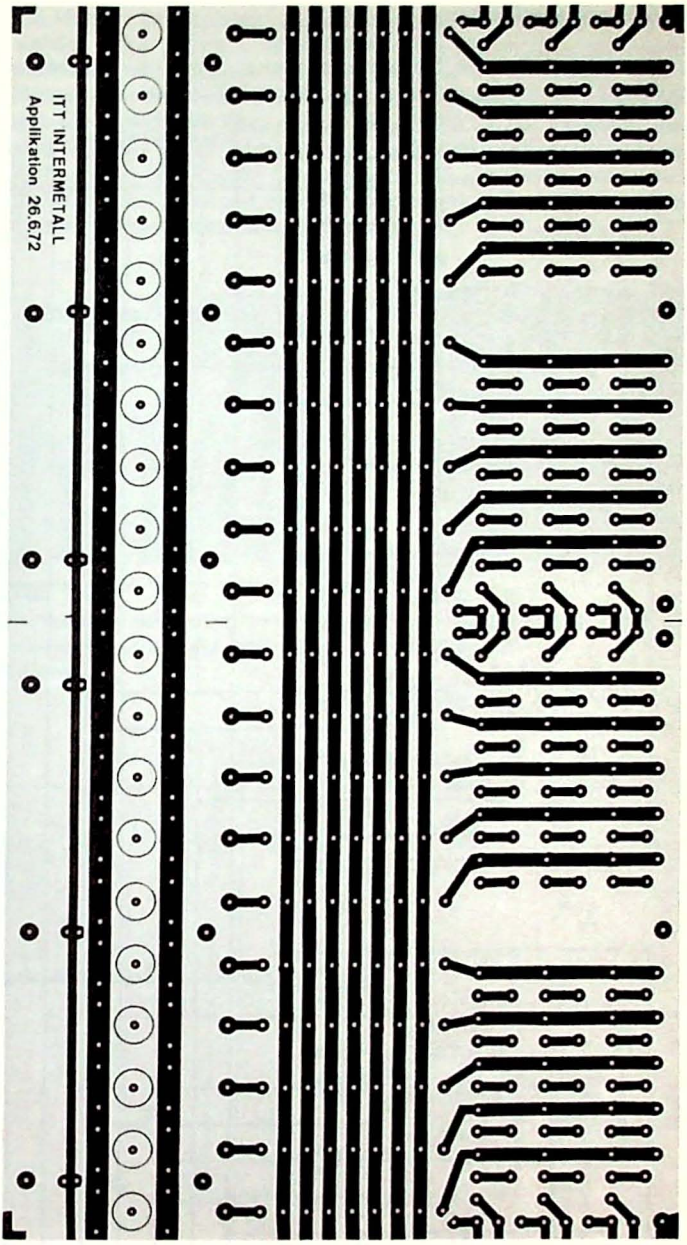


Bild 106: Grundplatine für eine Orgel mit drei Fußlagen und freier Verharfung, 1 : 1,7. Für je 20 Tasten wird eine Grundplatine benötigt. Sie trägt sechs Gatterplatten (Bilder 104 und 105) und 20 Hüllkurvenplatten (Bilder 108 und 109).

10. 2. Die Hüllkurvenschaltungen

Bild 107 zeigt drei der für jede Taste einmal vorhandenen, sogenannten „Hüllkurvenschaltungen" (Seiten 67 . . . 78). Sie sind ebenfalls einzeln

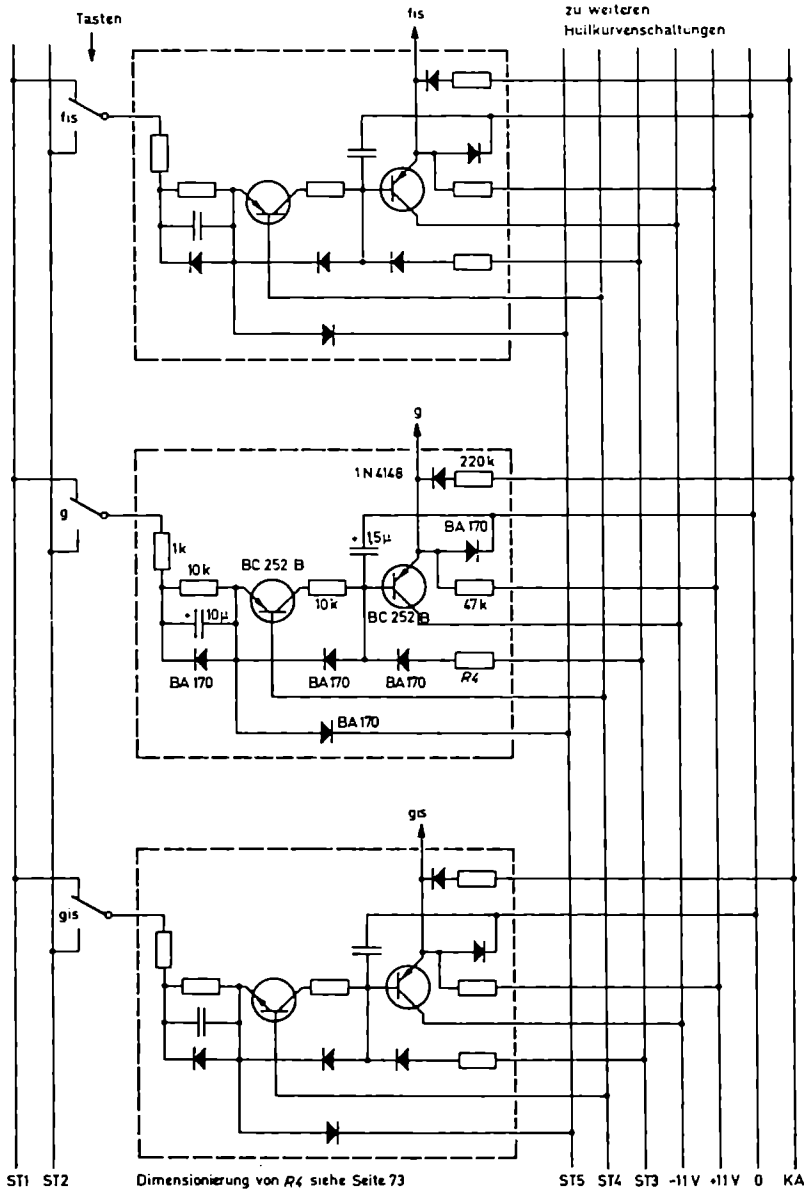


Bild 107: Drei der 61mal in der Orgel vorkommenden Hüllkurvenschaltungen

auf kleinen Leiterplatten aufgebaut, die auf die Grundplatinen aufgesteckt werden (Bild 108 und 109, Bild 101 Mitte). Die für die einzelnen Hüllkurven erforderlichen Steuer- und Betriebsspannungen werden den einzelnen Karten gemeinsam von acht über alle Grundplatinen verlaufenden Leiterbahnen direkt oder über die Umschaltkontakte der Tasten zugeführt. Über eine weitere Leiterbahn KA wird den Hüllkurvenschaltungen eine Information über die Anzahl der gedrückten Tasten entnommen, die über eine elektronische Bounce-Unterdrückung (Seiten 56 . . . 60) den Mittelwert der Sammelschienenspannungen konstant hält. Hierzu Bild 110.

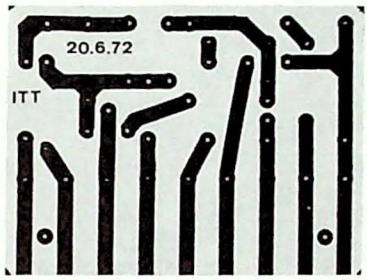


Bild 108:
Printplatte für die Hüllkurvenschaltung Bild 60, Leiterseite, 1 : 1

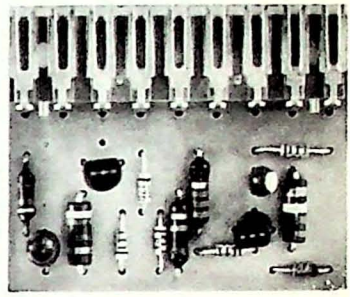


Bild 109:
Printplatte Bild 108, bestückt

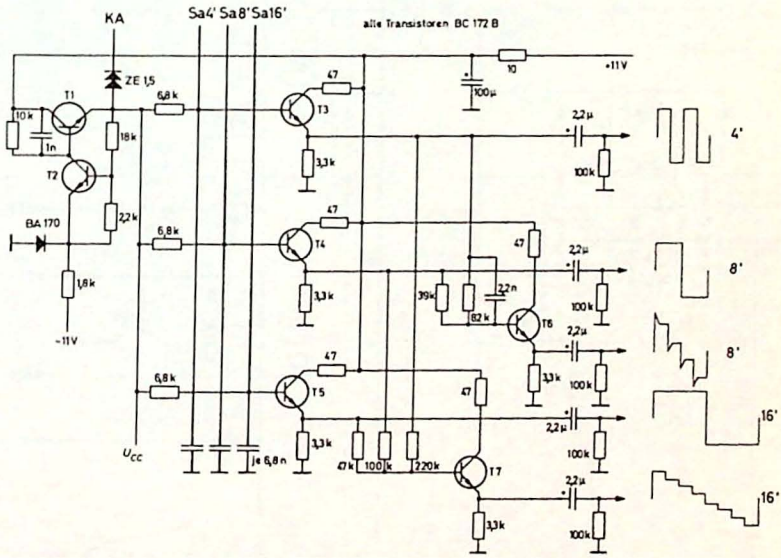


Bild 110: Bounce-Unterdrückung und Summierschaltung für die Treppenbildung

10. 3. Steuerschaltung für die Hüllkurven

Bild 111 zeigt die im Mustergerät verwendete Steuerschaltung für die Hüllkurven des Tastenanschlags (Seiten 73 . . . 78). Der besseren Reproduzierbarkeit wegen sind bei diesem Modell zehn verschiedene Hüllkurven vorprogrammiert, die von einem Tastenschalter mit zehn Drucktasten (Bild 112) eingeschaltet werden können. Die damit möglichen Hüllkurven sind in folgender Tabelle zusammengefaßt:

1. Orgelspiel mit langer An- (Kontrakussion) und Ausklingdauer (Sustain), (ähnlich Bild 69)
2. Orgelspiel mit langem An- und kurzem Ausklang
3. Orgelspiel mit kurzem An- und langem Ausklang

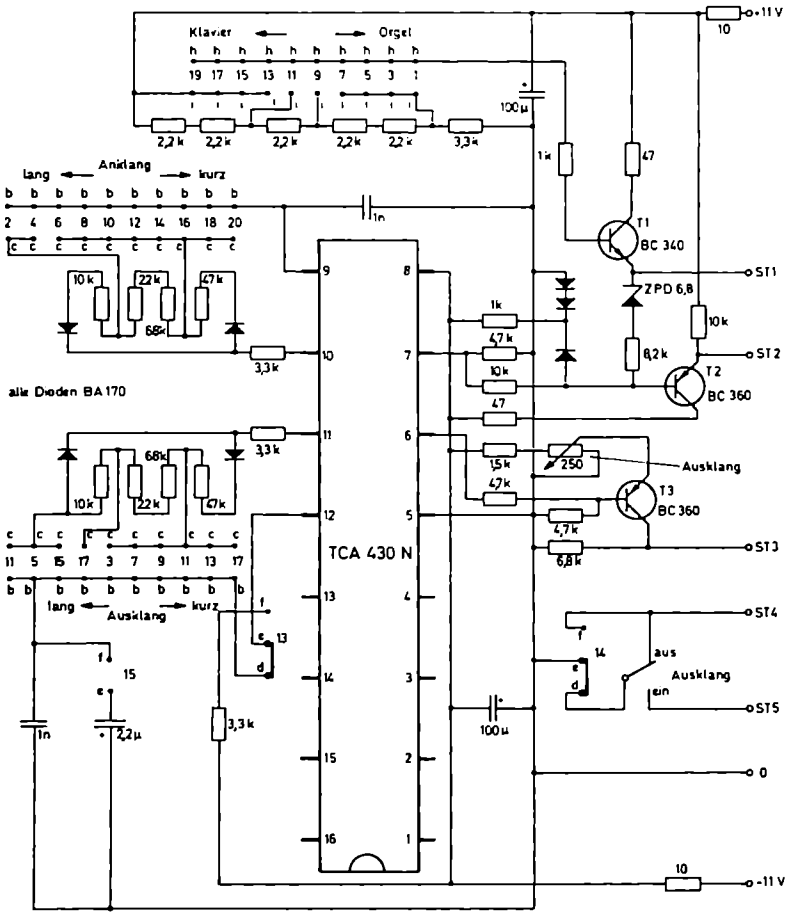


Bild 111: Steuerschaltung für die Hüllkurven

4. Orgelspiel mit kurzem An- und kurzem Ausklang
5. Orgelspiel mit verstärktem Einsatz (ähnlich Bild 64)
   Das Überschwingen am Anfang ist von der Härte des Tastenanschlags abhängig.
6. Wie 5., aber Amplitude des Dauertones kleiner
7. Orgelspiel mit anschlagabhängiger Lautstärke.
   Tatsächlich Perkussion mit sehr langem Ausklang, der durch Loslassen der jeweiligen Taste gestoppt wird.
8. Perkussion mit anschlagabhängiger Lautstärke, langem Ausklang und Auskling-Tremolo, Glockenspiel-ähnlich (ähnlich Bild 63)
9. Perkussion mit anschlagabhängiger Lautstärke und mittlerem Ausklang, klavierähnlich (Bild 61)
10. Perkussion mit anschlagabhängiger Lautstärke und kurzem Ausklang, ähnlich Xylophon oder Banjo (Bild 71)

Hierbei steht der Ausklangschalter auf „ein" und das Ausklangpotentiometer 250 Ω auf „minimum" (Schleifer gegen Masse). Mit dem Potentiometer kann der Ausklang der jeweils eingetasteten Hüllkurve noch um etwa den Faktor 5 verlängert werden.

Steht der Ausklangschalter auf „aus", so wird jeder Ausklang beim Loslassen der Taste gestoppt (Seite 70, Bild 62; Seite 76). Der Ausklangschalter hat also eine ähnliche Aufgabe zu erfüllen wie das Pedal beim Klavier. Bei einem echten Musikinstrument, welches nicht wie das beschriebene Modell zur Demonstration der Möglichkeiten dient, ist daher zu empfehlen, den Ausklangschalter und das Ausklangpotentiometer genau wie den Schweller für Fuß- oder Kniebetätigung auszulegen, so daß der Ausklang während des Spiels auf einfache Weise verändert werden kann.

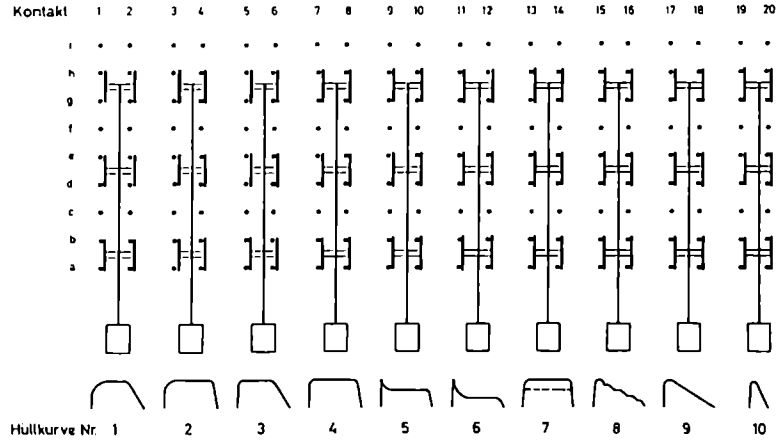


Bild 112: Drucktasten der Steuerschaltung Bild 111

10. 4. Elektronische Bounce-Unterdrückung

Bild 110 zeigt u. a. die elektronische Bounce-Unterdrückung. Die Transistoren T1 und T2 bilden eine Regelschaltung, die von den Hüllkurvenschaltungen aus über die Widerstände *R5* und die Sammelleitung KA gesteuert wird. Sie verändert die Versorgungsspannung der Gatter TBA 470 von etwa 5 V bei Betätigung der Tasten so, daß der Mittelwert der Kollektorspannung U_{CC} konstant bleibt.

10. 5. Klangformung durch Summierung

In Bild 110 ist weiterhin die Summierschaltung zur Treppenbildung dargestellt (Seiten 80 . . . 82). Die drei Sammelschienen der Gatter sind über 6,8-kΩ-Kollektorwiderstände mit der gesteuerten Versorgungsspannung U_{CC} verbunden. Drei Kondensatoren 6,8 nF unterbinden ein durch Übersprechen über die Leitungskapazitäten mögliches Rauschen. Die Emitterfolger T3, T4 und T5 dienen als Impedanzwandler und gewährleisten, daß die Rechtecksignale der Sammelschienen ohne Rückwirkung mittels der Summierwiderstände zu Treppensignalen verkoppelt werden können, die auch geradzahlige Harmonische enthalten. Die Treppensignale stehen hinter zwei Emitterfolgern T6 und T7 zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung. Ein 2,2-nF-Kondensator parallel zu dem Summierwiderstand *R16* (82 Ω) erhöht den Oberwellenanteil des 8'-Treppenausgangs.

10. 6. Klangformung mit aktiven Filtern

Die Transistoren T1 . . . T4 in Bild 113 sind als kombinierte aktive Filter zusammengeschaltet, deren Durchlaßcharakteristik mit den Registerschaltern 1 . . . 4 verändert wird, so daß feste Formanten gesetzt werden. Diese aktiven Filter werden von dem Treppensignal 16' gespeist. Durch vier weitere Registerschalter können die Treppen- und Rechtecksignale 8' und 16' auch direkt angewählt werden (mitlaufende Formanten).

Mit Trimmpotentiometern parallel zu den Registerschaltern wird die Lautstärke der einzelnen Register aufeinander abgestimmt. Ein in seiner Verstärkung von etwa 0 . . . 14 dB veränderbarer Trennverstärker (T5 mit P1) paßt das Ausgangssignal an den vorgesehenen Verstärker an. Das Potentiometer P2 ist ein von außen bedienbarer Lautstärkesteller. Es sollte bei einem echten Musizierinstrument als Fußschweller ausgebildet werden. An P2 wird über ein abgeschirmtes Kabel ein handelsüblicher Verstärker von 5 . . . 500 W mit einer Eingangsspannung von etwa 100 mV für Vollaussteuerung angeschlossen. Bild 114 zeigt einen Vorschlag für das Bedienungsfeld der Orgel.

10. 7. Stromversorgung

Das beschriebene Labormuster einer elektronischen Orgel benötigt eine gegen Masse positive Versorgungsspannung von 10,5 . . . 11 V (360 mA) und eine negative Versorgungsspannung von 10,5 . . . 11 V (120 mA). Diese Spannungen müssen stabilisiert sein, sie werden aus Platzgründen einem getrennten Netzgerät entnommen (siehe Bild 94).

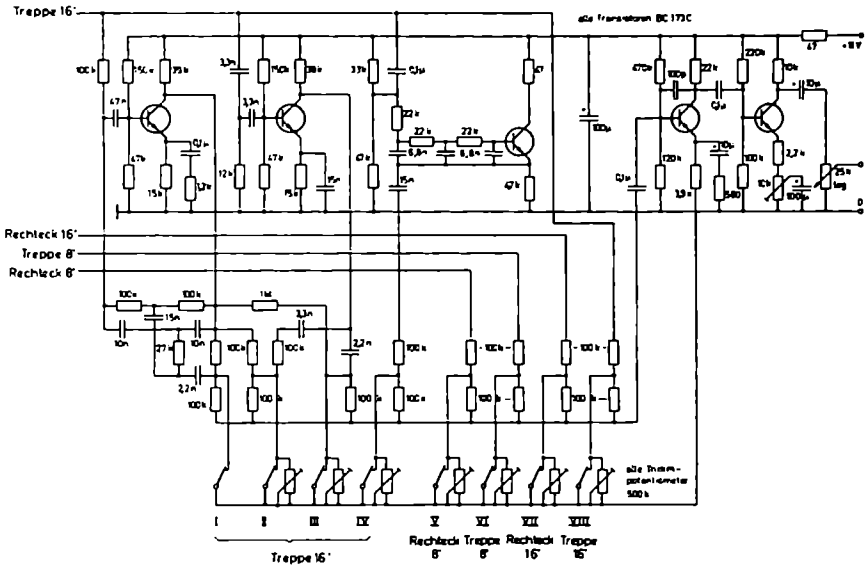


Bild 113: Aktive Filterschaltung

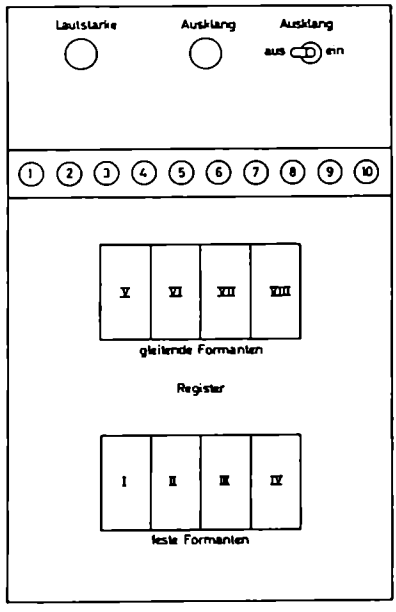


Bild 114: Vorschlag für das Bedienungsfeld der INTERMETALL-Orgel

11. Schrifttum

[1] Peltz, G.: Frequenzstabiler Mutteroszillator für elektronische Orgeln. Funkschau 42 (1970) Nr. 21, Seite 729 ... 732 bzw. Technische Information Halbleiterbauelemente der Firma INTERMETALL, Best.-Nr. 6200-75-1D.

[2] Lorkovic, M.; Stern, W.: Der Vierfach-Orgeloszillator TCA 430 und seine Anwendungen. Funk-Technik 27 (1972) Nr. 18, Seite 656 ... 658.

[3] Peltz, G.: Zwölftongenerator für elektronische Orgeln. Funkschau 45 (1973) Nr. 6, Seite 197.

[4] Gehrig, W.: Integrierte Schaltung SAH 190 zur Tonerzeugung in elektronischen Orgeln. Funk-Technik 27 (1972) Nr. 11, Seite 415 ... 418.

[5] Lorkovic, M.: SAJ 110, ein siebenstufiger Frequenzteiler in integrierter Technik. Funkschau 42 (1970) Nr. 9, Seite 264 ... 267 bzw. Technische Information Halbleiterbauelemente der Firma INTERMETALL, Best.-Nr. 6200-67-1D.

[6] Hollmann, J.; Lorkovic, M : Integriertes Orgelgatter TBA 470 und seine Anwendungen. Funk-Technik 27 (1972) Nr. 1, Seite 7 ... 11.

[7] Hollmann, J.: Aktive Tiefpässe mit dem Zweifach-Filterverstärker TCA 250. Funk-Technik 27 (1972) Nr. 5, Seite 155 ... 158.

[8] Winckel, F.: Klangwelt unter der Lupe. Berlin und Wunsiedel, Max Heß, 1952.

[9] Trautwein, F.: Über Näherungswerte zur Berechnung temperierter Schwingungszahlen und deren Anwendung auf Getriebe für vollelektrische Orgeln. Akustische Zeitschrift 4 (1939), Seite 261 ... 262.

[10] —: Digitales Stimmgerät zum exakten Stimmen elektronischer Musikinstrumente. Elektor Juli/August 1970, Seite 136 ... 140.

[11] Mielke, H.: Frequenzteiler für elektronische Orgeln. Funk-Technik 22 (1967) Nr. 17, Seite 661 ... 665.

[12] Mielke, H.; Peltz, G.: Gleichzeitiges Einstellen der Zeitkonstanten mehrerer RC-Glieder. Elektronik-Praxis 7 (1972) Nr. 5, Seite 54 ... 55.

[13] Hollmann, J.: Eine bounce-freie Schaltung für das integrierte Orgelgatter TBA 470. Funk-Technik 27 (1972) Nr. 17, Seite 630 ... 632.

[14] Peltz, G.: Piano-Forte-Schaltung für elektronische Orgeln. Funk-Technik 72 (1972) Nr. 19, Seite 695 ... 699.

[15] Peltz, G.: Gewinnung von Sägezahnspannungen aus Rechteckfrequenzteilern in elektronischen Orgeln. Funk-Technik 27 (1972) Nr. 14, Seite 511 . . . 514.

[16] Schenk, Ch.; Tietze, U.: Aktive Filter. Elektronik 19 (1970) Nr. 10, Seite 329 . . . 334, und Nr. 11, Seite 379 . . . 382.

[17] Autorenkollektiv: Entwicklungsberichte der Siemens-Halske-Werke, Sonderheft „Spulenlose Filter", 31 (1968), September.

[18] Sabbadini, G. F.; Riva, G. M.: RC active filters using IC operational amplifiers. Microelectronics, July 1968, Seite 24 . . . 31.

[19] Foster, E. J.: Active low-pass filter design. IEEE Transactions on Audio 13 (1965) Nr. 5, Seite 104.

[20] Holbrook, J. G.: Laplace-Transformationen. Friedr. Vieweg und Sohn, Braunschweig, uni-text 1970.

[21] Hollmann, J.: Elektronischer Verstärkungssteller. Funk-Technik 27 (1972) Nr. 8, Seite 285.

[22] Reinarz, K.-E.: NF-Leistungsverstärker, umschaltbar auf 15, 30 und 60 Watt. radio mentor electronic XXXVIII (1972) Nr. 3, Seite 114 . . . 118.

INTERMETALL-Distributors

Die nachstehend genannten INTERMETALL-Distributors bieten Ihnen neben einer technischen Beratung den besonderen Vorteil einer sofortigen Lieferung ab Lager zu Original-INTERMETALL-Industriepreisen.

Walter Danöhl
1 Berlin 30
Keithstraße 26
Tel. (0311) 2 61 15 86
Telex 01-83 208

Ing. Theo Henskes (VDE)
3 Hannover-Linden 1
Badenstedter Straße 9
Tel. (0511) 44 02 13
Telex 09-23 509

Mütron Müller & Co. KG
28 Bremen
Bornstraße 22
Tel. (0421) 31 04 85
Telex 02-45 325

Bürger KG
5 Köln 1
Salierring 43
Tel. (0221) 23 39 18
Telex 08-882 650

Hans Hager Ing. KG
46 Dortmund
Heiliger Weg 60
Tel. (0231) 57 91 31
Telex 08-22 398

SASCO GmbH
8011 Putzbrunn b. München
Hermann-Oberth-Straße 16
Tel. (0811) 46 40 61
Telex 05-29 504

SPOERLE ELECTRONIC
6079 Sprendlingen/Frankf.
Otto-Hahn-Straße 1
Tel. (06103) 6 20 31
Telex 04-17 972

Gustav Beck KG
85 Nürnberg
Praterstraße 32
Tel. (0911) * 26 89 47
Telex 06-22 334

Retron GmbH
34 Göttingen
Rodeweg 20
Tel. (0551) 6 40 01-8
Telex 09-67 33

Dima-Elektronik Karl Manger KG
7 Stuttgart-Vaihingen
Robert-Leicht-Straße 43
Tel. (0711) 73 40 59
Telex 07-255 642

Walter Kluxen
Werksvertretungen
2 Hamburg 1
Nordkanalstraße 52
Tel. (0411) 2 48 91
Telex 02-162 074

worldwide semiconductors